re

RADIOELEKTRONIK

Czasopismo wydawane przy współpracy **STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH**

9'89

- FILTRY Z POJEMNOŚCIAMI PRZEŁĄCZANYMI
- SYSTEMY WIDEO
- MAŁY ZESPÓŁ GŁOŚNIKOWY
- OCENA RADIOMAGNETOFONU RMS 475



Nowe radiomagnetofony serii SKR z NRD.

Od góry:

- SKR 1000
- SKR 1100
- SKR 1200



Szczegóły wewnątrz numeru w reportażu z Targów Lipskich

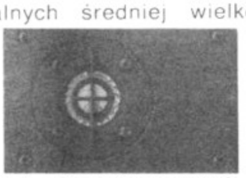


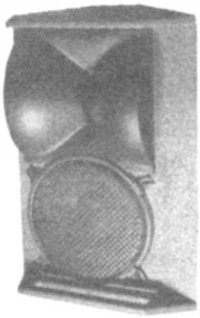
PL ISSN 01376802

Wystawa sprzętu do nagłośniania. Wystawa, która odbyła się w dniach 18 i 19 kwietnia br. w Warszawie została zorganizowana staraniem Zjednoczonych Przedsiębiorstw Rozrywkowych z udziałem kilku znanych firm zachodnich (JBL — głośniki, zespoły głośnikowe; Soundcraft — konsole reżyserskie; Harman Kardon — sprzęt hi-fi b. wysokiej klasy). Na forum informacyjnym towarzyszącym wystawie wygłoszono cztery odczyty dotyczące głównie nagłośniania.

JBL (USA) jest przodującym producentem głośników i zespołów głośnikowych do różnych celów, posiadających wiele patentów i własnych, oryginalnych technologii. Już w latach dwudziestych pierwsze amerykańskie kinoteatry dźwiękowe były wyposażone w wielodrożne systemy głośnikowe tej firmy.

W dziedzinie głośników JBL wytwarza wszystko, o czym może marzyć elektroakustyk-praktyk: od wielkich głośników niskotonowych (Ø 460 mm, moc 600 W), głośników niskotonowych i instrumentalnych średniej wielkości,





głośników średniotonowych różnej mocy, średnio-wysokotonowych i wysokotonowych głośników tubowych do nowoczesnych głośników przeznaczonych do zespołów domowych hi-fi, w tym średniotonowych i wysokotonowych głośników kopułkowych z membranami z folii tytanowej (fot.). Poza tym wytwarzane są w różnych odmianach profesjonalne zespoły głośnikowe do nagłośniania. Na przykład, zespół dwudrożny typu 4726 cechuje oryginalna konstrukcja (fot.). Niektóre z nich mają bardzo mocne , odporne na wpływy atmosferyczne, obudowy, i są przeznaczone do nagłośniania imprez artystycznych na stadionach, amfiteatrach i placach. Nowym patentem firmy są super-niskotonowe, profesjonalne zespoły głośnikowe systemu TCB (Triple Chamber Bandpass), w których dwa duże głośniki niskotonowe pracują między trzema komorami obudowy. Komory promieniują przez jeden lub dwa otwory o średnicy mniej więcej 150 mm. Pasmo przenoszenia zespołu wynosi 30 ÷ 80 Hz, a maksymalny poziom natężenia dźwięku 126 ÷ 131 dB w odległości 1 m.

Soundcraft (Wielka Brytania) specjalizuje się w wytwarzaniu średnich i wielkich konsoli reżyserskich (stołów mikserskich) przeznaczonych do instalacji nagłośniających, studiów fonograficznych i radiofonicznych, wozów transmisyjnych i innych celów. W ramach serii 200B są wytwarzane konsole 8; 16; 24 i 32-kanałowe. Konsola serii 600 ma 32 kanały i jest przeznaczona do zapisu fonograficznego. Podobnie ekonomiczna konsola typu TS 12 o 24 kanałach służy głównie do współpracy ze studyjnymi magnetofonami wielościeżkowymi. Duża konsola studyjna nowej generacji, o podwyższonych parametrach elektrycznych, to konsola serii 6000. Do najnowszych osiągnięć firmy należy konsola serii 8000 o znakomitych parametrach elektrycznych i funkcjonalnych, przeznaczona przede wszystkim do reżyserii dźwiękowej wielkich występów estradowych. Cechą charakterystyczną tego urządzenia są najnowocześniejsze układy elektroniczne zapewniające znikomo małe zniekształcenia (przy 1 kHz — 0,007%, przy 10 kHz — 0,012%), bardzo niski poziom szumów (−80 dB na wyjściu podczas mieszania), duże tłumienie przenikania (dowolny kanał do dowolnego wyjścia przy 10 kHz, nie mniej niż 66 dB). Konsola serii 8000 jest dostarczana jako kompletna na następujące liczby kanałów: 16; 24; 32 i 40.

Herman Kardon (USA) dostarcza sprzęt hi-fi do zestawiania wież, charakteryzujący się dopracowanymi, często oryginalnymi rozwiązaniami układów elektronicznych i nadzwyczaj starannym wykonaniem. Jest to sprzęt klasy luksusowej, obejmujący: wzmacniacze o mocy od 2 × 48 W do 2 × 180 W, odbiorniki UKF-FM, AM o mocy wyjściowej od 2 × 25 W do 2 × 90 W, tunery UKF-FM, AM, płytofony (CD) i magnetofony kasetowe.

Przenośna kombinacja telewizor/magnetowid. To „tępione" u nas wysokimi cłami urządzenie stanowi niewątpliwy postęp w technice przenośnego sprzętu audiowizualnego. Dotychczas spotykało się takie kombinacje tylko w dużych, stacjonarnych telewizorach, tymczasem zestaw TVR 4500 firmy Grundig (fot.) zawiera telewizor o przekątnej ekranu 45 cm. Jest to odbiornik



dwustandardowy (PAL-SECAM Ost) z tunerem PLL przystosowanym do odbioru telewizji kablowej. Magnetowid jest wyposażony w bardzo wygodne dla użytkownika funkcje (Test-Programming i ATTS), dzięki którym telewizor jest sterowany zdalnie na podstawie informacji ukazujących się na ekranie. Informacje te (jest możliwość odbioru w 11 językach) dotyczą również części magnetowidowej. Niezbyt oszczędzano też na funkcjach specjalnych, wyposażając urządzenie we wskazanie daty i czasu oraz w elektroniczny zamek, który można wykorzystywać do blokowania zarówno obu części jednocześnie jak i każdej oddzielnie. Dwa gniazda Cinch umieszczone z przodu są wejściami dla wizji i fonii z kamerowidu, z tyłu umieszczono eurozłącze umożliwiające przyłączanie innych urządzeń.

Układ scalony w żelazku do prasowania. Parametry układu scalonego U2604B (Telefunken) jeszcze parę lat temu mogłyby użytkownika żelazka zaszokować, tak nowe i nietypowe funkcje ma żelazko wyposażone w ten układ. Dziś cały sprzęt zelektronizowany charakteryzuje się zupełnie innym poziomem własności użytkowych od swych elektromechanicznych protoplastów, więc i te parametry klienci w krajach rozwiniętych uważają za oczywiste. Podstawowym sygnałem wyjściowym układu jest ujemny impuls włączający triak w zerze przebiegu napięcia sieci, sterujący grupowo zasilaniem elementu grzejnego w zależności od sygnału z czujnika temperatury. I tu kończą się „typowe" funkcje. Kolejnym czujnikiem, z którym układ U2604B współpracuje, jest czujnik (np. rtęciowy) ruchu żelazka. Jeżeli w ciągu 2 minut i 31 sekund żelazko nie zostanie poruszone z miejsca, generacja impulsów sterujących triak zostaje wyłączona, żelazko stygnie. Mniej szans na zniszczenie garderoby, nie mówiąc już o licznych pożarach od zapomnianego, nie wyłączonego żelazka. Przerwa w prasowaniu polega zwykle na odstawieniu żelazka w położeniu pionowym, co rejestruje inny czujnik, który również wyłącza sterowanie triaka — ale nie na stałe. Po 8 minutach postoju żelazka w pozycji pionowej następuje ponowne włączenie sterowania triaka i, po osiągnięciu przez żelazko nastawionej temepratury, ponowne wyłączenie. Stan pracy żelazka jest sygnalizowany przez LED i brzęczyk piezoceramiczny.

re RADIOELEKTRONIK 9'89

WRZESIEŃ 1989 ● ROCZNIK XL (124)

Czasopismo wydawane przy współpracy STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

Adres: Redakcja „Radioelektronik"
ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa. Tel. 25-29-85

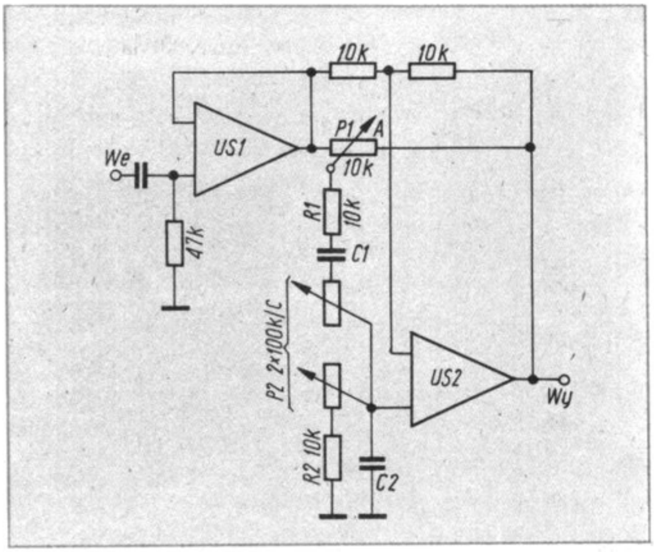
SIGMA *WYDAWNICTWO CZASOPISM I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH* *Przedsiębiorstwo Naczelnej Organizacji Technicznej*

Informacji o warunkach prenumeraty udzielają miejscowe oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" oraz urzędy pocztowe.

Druk. Zakłady Graficzne DOM SŁOWA POLSKIEGO w Warszawie. Zam. 2756/CD. Skład techniką fotograficzną. Nakład 200.000 egz. Ark. druk. 4,5. Cena zł 500. Numer zamknięto 7.VIII.1989 r. A-38.

Selektywny korektor charakterystyki częstotliwości

Konwencjonalny regulator brzmienia mający wpływ na przebieg charakterystyki częstotliwości przedwzmacniacza nie działa selektywnie, tzn. nie jest możliwe za pomocą takiego regulatora wzmocnienie bądź osłabienie wybranego zakresu częstotliwości obejmującego np. dwie oktawy. Korektor, którego schemat przedstawiono niżej, jest przeznaczony właśnie do takiego selektywnego regulowania wzmocnienia w wybranym dosyć wąskim zakresie częstotliwości.



Podstawowymi elementami korektora są dwa wzmacniacze operacyjne (o małych szumach) i trzy potencjometry, z których dwa są sprzężone. Pierwszy układ scalony (US1) pełni funkcję stopnia wejściowego i przemiennika impedancji. Drugi układ scalony (US2) pracuje w układzie korektora. Gdy ślizgacz potencjometru P1 jest w lewym położeniu, to układ ma cechy filtru pasmowo-przepustowego, uprzywilejowując zakres częstotliwości zależny od wartości elementów R1, R2, P2, C1, C2. Gdy ślizgacz potencjometru P1 jest przesunięty w położenie prawe, to układ ma cechy filtru pasmowo-zaporowego, wprowadzając tłumienie w zakresie zależnym od wartości wymienionych poprzednio elementów. Zakres regulacji wynosi ±15 dB. Zmiana położenia potencjometru P2 (dwa potencjometry sprzężone) umożliwia przesuwanie zakresu regulowanego, a mianowicie:

— w przedziale 50÷500 Hz, przy pojemnościach C1 = 47 nF, C2 = 22 nF;
— w przedziale 500÷6000 Hz, przy pojemnościach C1 = 4,7 nF, C2 = 2,2 nF;
— w przedziale 2,5÷20 kHz, przy pojemnościach C1 = 1 nF, C2 = 470 nF.

Potencjometry sprzężone (P2) są przyłączone do układu początkami ścieżek rezystancyjnych i równolegle połączonymi ślizgaczami.
Układ może być wbudowany do przedwzmacniacza lub włączony między przedwzmacniacz i wzmacniacz mocy.
W razie potrzeby mogą być zastosowane 2÷3 takie układy połączone szeregowo, co umożliwia regulowanie wzmocnienia w kilku wybranych zakresach częstotliwości. *R.T.*

Odporność kaset magnetofonowych na wpływy klimatyczne

mgr Albin Dłużniewski

W artykule przedstawiono szczegółowo wyniki badań klimatycznych, którym poddano krajowe taśmy i kasety magnetofonowe. Wynika z nich w pełni zadowalająca odporność taśm i kaset magnetofonowych na zmiany temperatury i wilgotności oraz bardzo szkodliwy wpływ podwyższonej temperatury (powyżej 70 °C).

Zestaw — kaseta magnetofonowa i magnetofon kasetowy — stanowi określoną całość niezbędną do realizacji magnetycznego zapisu i odczytu sygnałów, stąd wynika, że kaseta magnetofonowa powinna być badana i eksploatowana w tych samych warunkach klimatycznych co magnetofony.
Przed przystąpieniem do właściwych badań odporności klimatycznej kaset magnetofonowych zapoznano się dokładnie z badaniami klimatycznymi magnetofonów powszechnego użytku i gramofonów ujętych w Normach Polskich [5 i 6].
W odniesieniu do kaset magnetofonowych przyjęto trzy, następujące testy klimatyczne:

- próba na zimno (Ab) ze stopniową zmianą temperatury; temperatura narażenia −25°C, czas narażenia 16 h, czas reaklimatyzacji 24 h;
- próba na suche gorąco (Bb) ze stopniową zmianą temperatury; temperatury narażenia 40°C, 55°C, 70°C, 85°C, wilgotność względna 10%, czas narażenia 16 h, czas reaklimatyzacji 24 h;
- próba na wilgotne gorąco stałe (Cb) ze stopniową zmianą temperatury; temperatury narażenia 40°C, 55°C, 70°C i 85°C, wilgotność względna 90%, czas narażenia 4 doby, czas reaklimatyzacji 24 h.

Temperaturę narażenia −25°C wybrano z następującego ciągu znajdującego się w PN: −65°C, −55°C, −40°C, −25°C, −10°C, −5°C, 5°C. Temperatury narażenia 40°C, 55°C, 70°C, 85°C wybrano z następującego ciągu znajdującego się w PN: ... 125°C, 100°C, 85°C, 70°C, 55°C, 40°C, 30°C. Czas narażenia 16 h dla prób klimatycznych na zimno i suche gorąco wybrano z ciągu znajdującego się w PN: 2 h, 16 h, 72 h, 96 h,. Czas narażenia 4 doby dla prób klimatycznych na wilgotne gorąco stałe wybrano z ciągu znajdującego się w PN: 4, 10, 21, 56 dób.
Wybrane temperatury narażenia −25°C, 40°C, 55°C są identyczne jak w PN [5 i 6] na magnetofony kasetowe i gramofony oraz zbliżone do granicznych w klimacie środkowoeuropej-

skim. Temperatury narażenia 70°C i 85°C wybrano spodziewając się, że będą one krytyczne dla części składowych kaset oraz taśmy magnetycznej.
Wybrane czasy narażenia 16 h dla prób klimatycznych na zimno i suche gorąco kaset są znacznie dłuższe (dwukrotnie dłuższe niż dla magnetofonów kasetowych i czterokrotnie dłuższe niż dla gramofonów) niż dla magnetofonów i gramofonów, a więc warunki narażenia kaset przyjęto bardziej niekorzystne niż dla sprzętu.

Tablica 1. **Parametry elektroakustyczne taśm kasetowych przed i po testach klimatycznych**

Nazwa parametru	Jednostki	Taśma odniesienia	Przed testami	Zimno −25°C 16 h**	Wilgotne gorąco 40°C, 90% 4 doby**	Suche gorąco 55°C, 10% 16 h**
Czułość względna wg DIN	dB	0	−1,6	−1,5	−1,4	−1,4
Czułość względna wg BN	dB	0	−1,4	−1,4	−1,0	−1,0
Czułość względna przy częstotliwości 10 kHz	dB	0	−6,7	−7,1*	−7,2	−6,8
Współczynnik charakterystyki częstotliwości (10:0,315 kHz)	dB	0	−5,5	−5,6	−6,3	−6,0
Zawartość trzeciej harmonicznej	%	0,5	2,3	2,2	1,8	1,9
Poziom pełny (43=3%)	dB	4,5	1,2	1,3	1,6	1,6
Wysterowalność przy 10 kHz	dB	0	−7,5	−8,0	−7,8	−8,0
Dynamika względna	dB	0	−4,0	−3,7	−3,5	—

* Podana średnia z 120 wyników. ** Podana średnia z 36 wyników

Badania klimatyczne zostały przeprowadzone w szafie klimatycznej typu „Vötch" produkcji RFN w dwóch grupach, w odstępie około roku; w pierwszej było 36 kaset, w drugiej — 30 sztuk kaset. W każdej próbie poddawano narażeniom od 3 sztuk do 12 kaset.
Badaniom klimatycznym poddano również taśmy kasetowe nawinięte na szpule międzyoperacyjne typu NAB w liczbie 42 po 12 odcinków 90 m znajdujących się na każdej szpuli.
Badania elektroakustyczne i mechaniczne, których wyniki zestawiono w tablicach 1, 2 i 3, wykonano na taśmach kasetowych nawiniętych na szpulach typu NAB przed i po testach klimatycznych.

Tablica 2. **Zestawienie wahań poziomu w decybelach (dB) dla kaset magnetofonowych C-60**

Nazwa próby	Wahania szybkozmienne		Wahania wolnozmienne	
	0,315 kHz	10 kHz	0,315 kHz	10 kHz
Przed testami	0,3	1,5	0,4	0,5
Zimno Ab: −25°C, 16 h	0,2	2,0	0,9	2,0
Suche gorąco 40°C, 16 h, 10%	0,6	1,9	0,8	1,3
Suche gorąco 55°C, 16 h, 10%	0,7	2,3	1,8	1,8
Suche gorąco 70°C, 16 h, 10%	0,5	1,9	1,0	1,3
Wilgotne gorąco Cb: 40°C, 90%, 4 doby	0,5	2,1	0,7	0,9
Wilgotne gorąco Cb: 55°C, 90%, 4 doby	0,7	2,3	1,1	1,6
Wilgotne gorąco Cb: 70°C, 90%, 4 doby	0,7	1,8	1,2	0,9

Tablica 4. **Wyniki pomiarów momentów obrotowych w cN·cm kaset magnetofonowych C-60 przed i po testach klimatycznych**

Nazwa narażenia	Strona I kasety			Strona II kasety		
	P	Ś	K	P	Ś	K
Przed testami	3,7	7,5	8,7	3,6	6,9	8,7
Zimno Ab: −25°C, 16 h	5,3	10	13,3	4,9	9,3	11,5
Suche gorąco Bb: 40°C, 16 h, 10%	4,5	5,2	7,8	3,7	7,0	8,7
Wilgotne gorąco Cb: 40°C, 4 doby, 90%	4	9,7	13,5	5	10,1	12
Suche gorąco Bb: 55°C, 16 h, 10%	3,5	7,1	9,2	4,1	6,8	8,3
Wilgotne gorąco Cb: 55°C, 4 doby, 90%	3,6	6,8	9,5	3,8	6,3	8,5
Wilgotne gorąco Cb: 70°C, 4 doby, 90%	3,7	7,5	9,5	3	6,7	8,0

P — początek, Ś — środek, K — koniec

Tablica 3. **Wyniki pomiarów wytrzymałościowych taśm kasetowych przed i po testach klimatycznych**

Nazwa próby	Grubość taśmy* µm	Naprężenie przy 5% wydłużenia (MPa)	Wytrzymałość na zerwanie (MPa)	Wydłużenie względne (%)	Wydłużenie elastyczne** (%)	Wydłużenie plastyczne** (%)
Przed testami	18,5	82,8	162	106	1,1	0,05
Zimno: −25°C, 16 h	18,6	78,7	150	108	1,1	0,06
Suche gorąco: 40°C, 16 h, 10%	18,2	80,0	155	115	1,1	0,06
Suche gorąco: 55°C, 16 h, 10%	18,3	78,0	150	114	1,15	0,08
Suche gorąco: 70°C, 16 h, 10%	18,1	84,0	157	109	1,0	0,04
Wilgotne gorąco: 40°C, 4 doby, 90%	18,2	80,0	151	112	1,1	0,05

* Średnia obliczona z 20 wyników. ** Średnia obliczona z 60 wyników.

Badania momentów obrotowych, których wyniki zestawiono w tablicy 4, wykonano na kasetach magnetofonowych przed i po testach klimatycznych.

Parametry elektroakustyczne zmierzono zgodnie z Normą Branżową [7] na zestawie elektroakustycznym firmy Tesla, wymienionym w Normie Zakładowej [8], a badania wykonano w punkcie pracy ustalonym w tej normie.

Przed i po testach zmierzono parametry mechaniczne zgodnie z Normą Branżową [9], a momenty obrotowe zostały zmierzone na przyrządzie typu M400 produkcji USA.

Parametry mechaniczne zestawiono w tablicy 3, a momenty obrotowe w tablicy 4.

Wykonano ocenę adhezji i kohezji przylepcem taśm: przed i po testach klimatycznych odgrywano szybko, odrywano wolno, drapano i szczypano. Wymienioną ocenę przyczepności dokumentowano naklejając te odcinki na arkuszach papieru A4. Nie wykonano oceny przyczepności taśm kasetowych poddawanych testom narażenia w temperaturze 85°C ze względu na zdeformowanie taśmy, uniemożliwiające wykonanie takiej oceny. Z przeprowadzonej oceny adhezji i kohezji wynika, że te parametry nie zależą od warunków narażenia kaset magnetofonowych.

Z analizy parametrów mechanicznych i elektroakustycznych zamieszczonych w tablicach 1, 2, 3 i 4, przed i po testach klimatycznych, wynika, że wpływ przeprowadzonych prób na wartości tych parametrów jest nieznaczny z wyjątkiem testów, w których temperatury wynosiły 85°C. W temperaturze narażenia 85°C wszystkie kasety były tak zdeformowane, że niemożliwe było wykonanie jakichkolwiek pomiarów kaset, ich części składowych oraz taśmy.
Nie stwierdzono deformacji taśm i elementów kaset w temperaturze 40°C, 55°C i 70°C.

LITERATURA

[1] Norma Polska PN-84/E-04600. Wyroby elektrotechniczne. Próby środowiskowe. Postanowienie ogólne (odpowiada IEC 68-1/1982)

[2] Norma Polska PN-84/E-04601. Wyroby elektrotechniczne. Próby środowiskowe. Próby A-zimno (odpowiada IEC 68-21/1974)

[3] Norma Polska PN-84/E-04602. Wyroby elektrotechniczne. Próby środowiskowe. Próby B-suche gorąco.

[4] Norma Polska PN-84/E-04603. Wyroby elektrotechniczne. Próby środowiskowe. Próba C-wilgotne gorąco stałe (odpowiada IEC 68-23/1969).

[5] Norma Polska PN-79/T-8615006. Magnetofony powszechnego użytku. Ogólne warunki i metody badań.

[6] Norma Polska PN-84/T-86170. Gramofony elektryczne. Ogólne wymagania i badania.

[7] Norma Branżowa BN-80/8203-01. Taśmy magnetyczne do zapisu dźwięku. Metody pomiarów właściwości elektroakustycznych.

[8] Norma Zakładowa ZN-86/MPCHiL/WCH/G-59. Taśmy magnetyczne żalazowe typu KM-18, KM-12 i KM-9. Wymagania. Metody badań.

[9] Norma Branżowa BN-80/8203-02. Taśmy magnetyczne do zapisu dźwięku. Metody pomiarów właściwości mechanicznych. □

nowa technika i technologia

Filtry z pojemnościami przełączanymi

Michał Nadachowski

W artykule omówiono zasady działania nowego typu filtrów aktywnych zwanych filtrami z pojemnościami przełączanymi, czyli filtrami SC (ang. Switched Capacitor Filters).

Filtry z pojemnościami przełączanymi są krzemowymi układami scalonymi mającymi właściwości filtrów analogowych i cyfrowych. Zostały pierwotnie opracowane do zastosowań w sieciach telefonicznych, lecz obecnie zasięg ich wykorzystania jest znacznie szerszy. Teraz można spotkać te filtry w urządzeniach audio, w analizatorach mowy, w urządzeniach pomiarowych i w elektronicznych instrumentach muzycznych.

Rozwój filtrów SC stał się możliwy dzięki postępowi technologii MOS, za pomocą której można wytwarzać kondensatory scalone o bardzo dużej dokładności stosunku pojemności (nawet do 0,1%). Istotną zaletą filtrów SC jest bowiem zastąpienie rezystorów przez szybko przełączane kondensatory symulujące rezystancje. Dzięki temu nie potrzeba stosować rezystorów o dużej dokładności. Takie rezystory były osiągalne w układach hybrydowych, ale są bardzo trudne do realizacji w technologii monolitycznej.

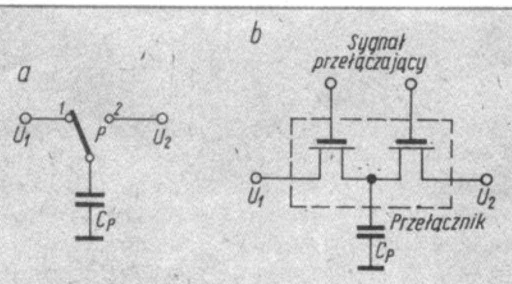
Filtry SC mogą natomiast być z łatwością produkowane jako układy monolityczne, co oprócz głównej zalety taniości produkcji daje też możliwości umieszczenia na płytce monolitycznej wraz z filtrem również innych układów, np. przetwornika a/c.

Zasada działania

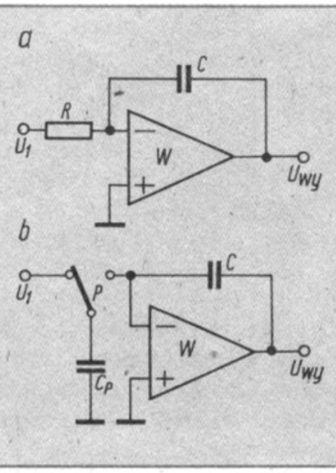
Podstawowym elementem filtru SC jest kondensator, którego ładunek jest przekazywany za pomocą przełącznika analogowego (ry. 1a). W układzie monolitycznym jako przełącznik stosuje się dwa tranzystory MOS (rys. 1b) przewodzące na przemian w wyniku doprowadzenia do nich przeciwnych w fazie sygnałów przełączających. W pozycji 1 przełącznika P następuje ładowanie kondensatora C_p do ładunku $Q_1 = C_pU_1$, a w pozycji 2 rozładowanie do ładunku $Q_2 = C_pU_2$. Z końcówki 1 do końcówki 2 jest więc przekazywana różnica ładunku $\Delta Q = Q_1 - Q_2$. W okresie przełączania T_p można ten ładunek wyrazić równoważnym prądem:

$$I = \frac{\Delta Q}{T_p} = \frac{(U_1 - U_2)}{T_p/C_p}$$

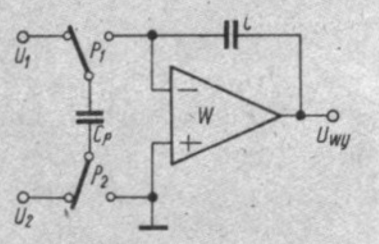
Po przyjrzeniu się powyższemu wzorowi łatwo zauważyć, że przełączany kondensator C_p symuluje rezystor o wartości $R_r = 1/f_p C_p$, gdzie f_p jest częstotliwością przełączania ($T_p = 1/f_p$). Muszą być jednak spełnione dwa warunki, aby kondensator przełączany mógł zastępować rezystor. Po pierwsze, częstotliwość przełączania musi być wystarczająco duża, a po drugie — napięcia U_1 i U_2 muszą być niezależne od przekazywanego ładunku. Ten drugi warunek jest spełniony dzięki zastosowaniu jako podstawowego układu w filtrach SC integratora z pojemnością przełączaną. Taki integrator przedstawiono na rys. 2b. Jak widać, różni się on od zwykłego integratora (rys. 2a) tym, że rezystor R zastąpiono kondensatorem przełączanym. W praktycznym układzie monolitycznym funkcję przełącznika pełnią dwa tranzystory MOS.



Rys. 1. Kondensator przełączany
a — zasada działania, b — układ z przełącznikami analogowymi MOS



Rys. 2. Integrator
a — układ konwencjonalny, b — układ z kondensatorem przełączanym



Rys. 3. Integrator różnicowy z kondensatorem przełączanym

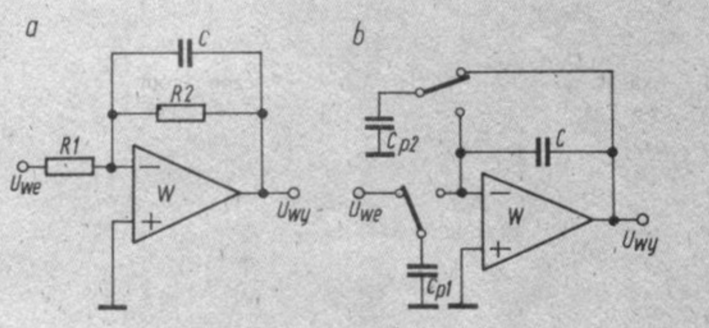
W układzie integratora na rys. 2b stała czasu RC jest, dzięki zastosowaniu pojemności przełączanej, zastąpiona przez $C/f_p C_p$, gdyż rezystancja równoważna jest równa $1/f_p C_p$. Tak więc stała czasu będąca parametrem decydującym o właściwościach filtru, jest w filtrze SC zależna od stosunku pojemności C/C_p, który można w układach monolitycznych zrealizować z bardzo dobrą dokładnością. Funkcja przenoszenia filtru SC zależy od tej stałej czasu i od częstotliwości f_p, jest więc dokładnie określona, gdyż sygnał przełączający można łatwo generować z dokładną i stałą częstotliwością. Co więcej, regulując częstotliwość f_p można z łatwością zmieniać parametry filtru, a więc przeprowadzać jego strojenie.

Przykłady układów

Stosując kondensatory przełączane można łatwo wykonać integrator różnicowy w układzie przedstawionym na rys. 3. Taki integrator jest znacznie prostszy niż wykonany w technice konwencjonalnej. Działanie układu polega na tym, że kondensator przełączany C_p jest ładowany do napięcia (U_1-U_2) i na wyjściu uzyskuje się scałkowany sygnał różnic sygnałów wejściowych.

Najprostszym filtrem pierwszego rzędu w technice SC może być filtr dolnoprzepustowy przedstawiony na rys. 4b, oparty na układzie tzw. integratora tłumionego (rys. 4a). Można udowodnić, że współczynnik wzmocnienia napięciowego tego filtru dla małych częstotliwości jest równy $-C_{p1}/C_{p2}$, a częstotliwość graniczna $C_{p2}/(2\pi C T_p)$. Zastępując rezystory kondensatorami przełączanymi konstruuje się też filtry SC wyższych rzędów. Dodatkową zaletą filtrów SC jest znakomita stabilność długoczasowa i termiczna ich parmetrów wynikająca z monolitycznej technologii. Stabilność termiczna filtrów SC jest 10÷20 krotnie lepsza niż zwykłych filtrów aktywnych.

Monolityczne filtry SC są produkowane przez wiele firm, m.in. Motorolę, National Semiconductor, Exar, Reticon. Dotychczas były stosowane przede wszystkim w zakresie częstotliwości do ok. 50 kHz, a więc głównie dla częstotliwości akustycznych. Obecnie pojawiają się tego rodzaju filtry o większych częstotliwościach z możliwością ich stosowania w układach częstotliwości pośrednich i radiowych do ok. 500 kHz i więcej. Filtry SC wymagają napięć 3÷15 V i pobierają typowo moc kilka mW.



Rys. 4. Filtr pierwszego rzędu oparty na zasadzie integratora tłumionego
a — układ konwencjonalny, b — układ z kondensatorami przełączanymi

LITERATURA

[1] Davis A.M.: Switched-capacitor techniques implement effective IC filters. Signal Processing Products Catalog 1985, Firmy Reticon, str. 8.3

[2] Korzec Z., Ciota Z.: Układy z pojemnościami przełączanymi. WNT, Warszawa 1987

[3] Solomon C.W.: Switched-capacitor filters: precise, compact, inexpensive; IEEE Spectrum, czerwiec 1988, str. 28 □

Systemy zapisu sygnałów wizji

Zapis obrazów i towarzyszącego im dźwięku na taśmie magnetycznej ma już dość długą historię. W artykule opartym na publikacji zamieszczonej w nr 3/1988 RFT Information, zebrano informacje o właściwościach technicznych i eksploatacyjnych najczęściej spotykanych systemów wideo.

Magnetyczny zapis sygnałów wizji w elektronicznym sprzęcie powszechnego użytku jest realizowany obecnie wyłącznie w systemie skośnego zapisu. Nie zyskały bowiem popularności inne systemy, takie jak: wzdłużny, wielościeżkowy, skrośny itp. Do zarejestrowania jednego półobrazu telewizyjnego potrzeba ok. 3÷6 mm² taśmy. Na taśmie magnetycznej są zapisywane cztery rodzaje sygnałów:

— luminancji,
— chrominancji,
— fonii (mono lub stereo),
— sterujące (do realizacji różnych funkcji sterowniczych).

Sygnał luminancji jest nanoszony na taśmę w postaci zmodulowanej (FM), na częstotliwości podnośnej, zlokalizowanej w górnej części pasma częstotliwości zapisywanego sygnału, natomiast sygnał chrominancji jest zapisywany w dolnej części tego pasma. Dotyczy to zarówno systemów PAL jak i SECAM. Sygnały fonii i sterujące są nadal zapisywane na ścieżkach wzdłużnych.

Można wyróżnić dwa rodzaje zapisywania wizji, a mianowicie: magnetowidy domowe i kamwidy. W magnetowidach domowych są stosowane systemy: Beta, VHS, V 2000, natomiast w kamwidach Batamovie, VHS-Movie, VHS-C (Videomovie) oraz V 8.

Magnetowidy domowe charakteryzują się długim czasem zapisu i odtwarzania oraz dostosowaniem do różnych standardów telewizyjnych. Kamwidy zaś odznaczają się małymi wymiarami i ciężarem, do czego są dostosowane wymiary kaset wizyjnych. Szczegółowe dane różnych systemów podano w tablicy.

Dane europejskich systemów zapisu wizji

Parametr	Jednostka	Systemy magnetowidowe			Systemy kamwidowe	
		Beta	VHS	V 2000	VHS-C	V 8
Szerokość taśmy	mm	12,65	12,65	12,65	12,65	8
Wymiary kasety	mm	25 × 96 × 156	25 × 104 × 188	26 × 110 × 183	23 × 59 × 92	15 × 62,5 × 95
Objętość kasety (względna)		0,77	1	1,07	0,255	0,182
Czas zapisu/odczytu	h	3,5	4	2 × 4	0,5	1
Grubość taśmy	µm	14	14	13	14	13
Średnica bębna głowicowego	mm	74,487	62,0	65,0	41,33	40,0
Prędkość przesuwu taśmy	mm/s	18,7	23,39	24,41	23,39	20,05
Prędkość zapisu	m/s	5,832	4,846	5,081	4,846	3,1
Kąt azymutu głowic wizyjnych	stopnie	±7	±6	±15	±6	±10
Szerokość ścieżek wizyjnych	µm	32,8	49,0	22,5	49,0	34,4
Szerokość ścieżek fonicznych						
— mono	mm	1,05	1,0	0,65	1,0	0,6
— stereo	mm	2 × 0,35	2 × 0,35	2 × 0,25	—	—
Powierzchnia taśmy dla jednego półobrazu	mm²	4,73	5,92	3,09	5,92	3,21
Minimalna długość fali	µm	1,12	1,0	1,08	1,0	0,57
Sygnał luminancji						
Szerokość pasma FM	MHz	3,8 ÷ 5,2	3,8 ÷ 4,8	3,3 ÷ 4,7	—	4,2 ÷ 5,4
Odstęp częstotliwości między ścieżkami (offset)		0,5 f_H	—	—	—	0,5 f_H
Ograniczanie sygnału przy włączonej preemfazie	%	−100, +230	−40, +160	—	−40, +160	−100, +220
Sygnał chrominancji (PAL)						
Podnośna przesunięta	kHz	687,5 (44 ± 1/8)f_H	626,9 (40 + 1/8)f_H	625 40 f_H	626,9 (40 + 1/8)f_H	732 46,875 f_H
Preemfaza		—	—	—	—	+
Zapis sygnału SECAM		f_R: (44 ± 1/8)f_H f_B: (54 ± 1/8)f_H	podział 1:4	+	—	—
Sygnał fonii						
Ścieżki wzdłużne		stereo	stereo	stereo	—	mono
Podnośna FM	MHz	1,44; 2,1	1,3; 1,7	+	—	1,5
Dewiacja FM przy 400 Hz	kHz	66,7	50	+	—	60
PCM — częstotliwość próbkowania		—	—	—	—	2 f_H
PCM — kod/bit		—	—	—	—	10(8)

System Beta

Głowice wizyjne nie są umieszczone na bębnie co 180°, lecz z przesunięciem o 17′17″. Przy zapisie sygnału PAL wprowadza się dodatkowy sygnał synchronizacji koloru (burst) o częstotliwości i fazie takich, jak oryginalnego sygnału burst, lecz o amplitudzie zwiększonej 1,2 ÷ 1,8 razy. Sygnał fonii FM, przy zapisie, wprowadza się w głąb magnetycznej warstwy taśmy magnetycznej. Niezbędne są dwie dodatkowe głowice foniczne na bębnie głowicowym. Głowice foniczne mają azymut ±30°, ścieżki foniczne są, w stosunku do ścieżek wizyjnych, przesunięte o 54 µm, a ich szerokość wynosi 28 ÷ 32,8 µm. Częstotliwości podnośne dla sygnałów stereo wynoszą: L — 1,44 MHz, R — 2,10 MHz, maksymalna dewiacja z preemfazą — 200 kHz.

System VHS

Przy zapisie sygnałów PAL faza nieparzystych ścieżek nie jest odwrócona, faza parzystych ścieżek jest przesunięta o 90° z linii na linię. Zapis sygnału SECAM jest realizowany przez podział częstotliwości sygnału wejściowego 1:4; może być również dokonywany przez przesunięcie częstotliwości. Sygnał fonii FM zostaje zapisany w głębi warstwy magnetycznej przed dokonaniem zapisu sygnału wizji. Wymagane są dwie głowice na bębnie głowicowym; mają one azymut ±30°. Szerokość ścieżki fonicznej wynosi 16–49 µm. Częstotliwości podnośne dla sygnałów stero wynoszą: L — 1,3 MHz, R — 1,7 MHz, maksymalna dewiacja z preemfazą 150 kHz.

System V 2000

Przy zapisie sygnału PAL przesunięcie fazy sygnału chrominancji wynosi 180° po każdych czterech liniach. Zapis sygnałów fonii FM jest podobny do zapisu w systemach Beta i VHS. W systemie jest stosowana dynamiczna regulacja ścieżki, która wymaga pięciu sygnałów sterujących (jeden do zapisu, cztery do odczytu). Obracana kaseta (pyłoszczelna z kodowaniem czasu odczytu umożliwia kontrolę czasu rzeczywistego.

System Betamovie

Stosuje się typowe kasety Beta jak w magnetowidach domowych. System zapisu taki, jak w magnetowidach domowych (pełna kompatybilność).

System VHS-Movie

Stosuje się kasety VHS z magnetowidów domowych, parametry zapisu są również takie same (pełna kompatybilność).

System VHS-C (Vidoemovie)

Parametry zapisu są takie, jak w systemie VHS. Kasety VHS-C mogą być odczytywane w dowolnym magnetowidzie VHS, po zastosowaniu adaptera (pełna kompatybilność). Dzięki użyciu czterech głowic wizyjnych znacznie zredukowano średnicę bębna głowicowego.

System V 8

Stosuje się specjalną taśmę magnetyczną z warstwą metalową, Zapis sygnału SECAM nie jest przewidziany. Przy zapisie sygnału PAL nieparzysta ścieżka ma zawsze oryginalną fazę, parzysta zaś co linię jest przesuwana wstecz o 90°. Sygnał fonii FM jest wkomponowany w widmo sygnału wizyjnego. Szerokość pasma FM wynosi 300 kHz; wyłącznie mono. Przy zapisie sygnału fonii metodą PCM wykorzystuje się kodowanie liniowe 10-bitowe, przekształcone na 8-bitowe nieliniowe (kod CRC); częstotliwość próbkowania 31,5 kHz (pasmo 15 kHz).

Specjalne systemy kamerowe

Systemy te przewidziano do zastosowań profesjonalnych. Są to:

- system CVC
  — taśma magnetyczna 1/4",
  — zapis w systemie zwielokrotnienia czasowego Lineplex
  — system z najmniejszą kasetą (12 × 68 × 106 mm);
- system typu L
  — stosowane są kasety Beta,
  — sygnały luminancji i chrominancji są zapisywane na oddzielnych ścieżkach;
- system typu M
  — stosowane są kasety VHS,
  — sygnały luminancji i chrominancji są zapisywane na oddzielnych ścieżkach;
- system typu H
  — stosowane są kasety U-matic.

Istnieje na świecie duża liczba firm i grup firm stosujących jeden lub kilka systemów zapisu wizji. Dominującym systemem jest VHS, który rozpowszechnił się podobnie jak niegdyś foniczna kaseta compact.

Ulepszenia systemowe

Standaryzacja, a szczególnie międzynarodowe normy mają tę zaletę, że urządzenia i kasety są z zasady kompatybilne. Wadą jednakże tych norm jest utrudnianie modernizacji systemu. Można wprowadzać bowiem tylko takie ulepszenia, które nie są sprzeczne z normami. Do takich należy np. dodanie układu VPS (ang. Video Programm System), który nie wpływa na pozostałe parametry systemu zapisu. Oczywiście poprawa jakości przez ulepszenie taśm lub materiałów głowic wizyjnych, unowocześnienie technologii i konstrukcji, jest bardzo korzystna.

Ulepszenia w układach wizyjnych dotyczą parametrów systemu, a więc poprawy układu kompensacji zakłóceń (drop out), zmniejszenia przenikania sygnałów z sąsiednich ścieżek, poprawy korekcji konturów, itp. Wprowadzono już następujące ulepszenia:

— zwiększenie stosunku sygnał/szum np. przez przeciwfazowe sumowanie małych sygnałów w.cz.;
— zwiększenie ostrości konturów bez zwiększenia szumu;
— uzyskanie dobrych nieruchomych obrazów przez wprowadzenie dodatkowej, trzeciej głowicy wizyjnej na bęben głowicowy, gdyż nie jest z zasady zapewniony dobry stojący obraz, np. w systemach V 2000 lub V 8;
— system VHS-HQ (według firmy JVC istnieją trzy możliwe środki: podwyższenie poziomu obcinania bieli, obniżenie poziomu szumu w sygnale wizji, zwiększenie kontrastu);
— system Super VHS (zwiększenie częstotliwości podnośnej sygnału wizji powoduje jednak brak kompatybilności z konwencjonalnym systemem VHS).

Ulepszenia w układach fonicznych dotyczą głównie:

— obniżenia poziomu szumu,
— zapisu hi-fi (sygnał stereofoniczny jest modulowany częstotliwościowo przez oddzielną głowicę foniczną wprowadzany głęboko w magnetyczną warstwę taśmy magnetowidowej. Został on upowszechniony przez firmę Sony w magnetowidach Beta, obecnie również w VHS i V 2000);
— zapisu PCM (zastosowano go w magnetowidzie V 8).

Dosyć duża szerokość pasma częstotliwości magnetowidu umożliwia użycie go jako wysokowartościowej pamięci fonicznej. Jako pierwsza firma Sony zaoferowała przystawkę typu PCM do magnetowidu Beta oraz U-matic, która umożliwiła wysokiej jakości zapis sygnałów fonii. Zastosowano w niej częstotliwość próbkowania 44,056 kHz, uzyskując przepływność 1,726 Mbit/s oraz kwantyzację 13-bitową w obu kanałach. Pamięci foniczne są wytwarzane również do innych systemów, np. do VHS przez firmę Mitsubishi. Wykorzystując kasetę E 240 oraz prędkość przesuwu LP, uzyskuje się 8-godzinny zapis fonii z poziomem szumu mniejszym niż 80 dB. Firma Sony zaproponowała system z taśmą 8 mm, który umożliwia, oprócz zapisu sygnału wizji, wysokiej jakości zapis PCM sygnałów fonii. W europejskiej wersji tego systemu uzyskuje się czas zapisu 6 × 1 h.

Kierunki rozwojowe

Można założyć, że taśma magnetyczna pozostanie jeszcze długo nośnikiem umożliwiającym realizację pamięci o dużej pojemności. Zaznaczają się dwa kierunki rozwojowe systemów pamięci wizyjnej do użytku domowego. Pierwszy dotyczy obróbki cyfrowej sygnałów w procesie zapisu i odczytu, przy czym zapewniona jest jeszcze kompatybilność z dotychczasowymi systemami. Drugi wykorzystuje w pełni cyfrowy zapis i odczyt. Zdecydowaną wadą dotychczasowych systemów wizyjnej pamięci jest quasi-analogowy zapis. Zapisowi podlegają sygnały o kilku różnych, przeplatających się częstotliwościach. W systemach Beta i VHS występują dwa sygnały, w V 2000 — trzy, w V 8 — nawet cztery, jeśli uwzględni się sygnał fonii. Sygnały te muszą być zapisywane na liniowej części charakterystyki magnesowania, aby nie wystąpiła między nimi wzajemna modulacja oraz spowodowane nią zakłócenia. Dokonano już wielu prób, aby uzyskać czasowe przeplatanie, które eliminuje powyższą wadę.

W ostatnich latach dyskutuje się nad systemem Timeplex, który otwiera tego rodzaju możliwości. W tym wypadku sygnały fonii, lumninancji i chrominancji zostają zróżnicowane czasowo, przy czym podlegają kompresji czasu. W tej postaci są umieszczane obok siebie na jednej linii telewizyjnej. Trudności wynikają z potrzeby stosowania bardzo szybkich przetworników a/c oraz pamięci CCD. W tym samym kierunku trwają prace nad systemami C-MAC i D2.MAC, stosowanymi w telewizji satelitarnej.

Do profesjonalnych zastosowań przewidziano w projektach IEC system CVC oparty na systemie Lineplex. Wielościeżkowe systemy nie są oferowane dotychczas do zastosowań powszechnego użytku, głównie ze względu na wysoki koszt głowic wielościeżkowych oraz związanych z nimi, wzmacniaczami do zapisu i odczytu. *(J.W.)*

Z kraju i ze świata

■ **Domowy miernik napromieniowania.** Tym, którzy już teraz chcą być przygotowani do życia w napromieniowanym świecie (pewne doświadczenia już są...), coraz więcej producentów oferuje mierniki zaspokajające ich potrzeby. Przenośne mierniki napromieniowania, coraz częściej ppjawiają się w ofertach handlowych. Tak np. firma Robert Mayr (Krumbach, RFN) reklamuje swój domowy miernik napromieniowania DIM-2, reagujący na promieniowanie α, β i γ. Wynik pomiaru jest wskazywany w μR/h na 3 1/2-cyfrowym wskaźniku LCD. Maksymalne wskazanie wynosi 1999 μR/h, pojedyncze impulsy są sygnalizowane optycznie (LED) i akustycznie. Miernik jest skalowany przy użyciu źródła Co60 lub Cs137, dla śladów innych izotopów daje więc tylko wskazania liczbowe. Dzięki obudowie o stopniu ochrony IL44 (kroploszczelnej), miernik może być używany również na otwartej przestrzeni. Stacjonarny pobór prądu wynosi tylko 1 mA.

Układy logiczne PAL (3)

Parametry techniczne i programowanie

mgr inż. Arkadiusz Chłopik

Przykładowe charakterystyki logiczne

Jako przykład będą przedstawione dwa diagramy logiczne układów PAL — 16L8 (rys. 5) i 16R8 (rys. 6). Obwód 16L8 jest układem standardowym o aktywnych niskich poziomach wyjściowych, natomiast obwód 16R8 ma wyjścia rejestrowe.

Programowanie układów typu PAL

Typowe układy PAL są produkowane jako obwody 20-końcówkowe i 24-końcówkowe. Podczas ich programowania większość końcówek spełnia podwójne funkcje.

Opis funkcjonalny końcówek programujących

Konfiguracja wyprowadzeń programujących 20-końcówkowy układ PAL jest przedstawiona na rys. 7.

Dopóki na końcówce 1 jest poziom HH, końcówka 11 ma potencjał masy, a na końcówce 12 jest albo poziom HH albo Z (definicje poziomów znajdują się w tablicy 13), to wyprowadzenia 16, 17, 18 i 19 są wyjściami. Funkcje innych wyprowadzeń są następujące: I_0 (2) do I_7 (9) i końcówka 12 adresują odpowiedni rząd; A_0 (15), A_1 (14) i A_2 (13) adresują odpowiednie linie iloczynów.

Gdy na końcówce 11 jest poziom HH, końcówka 1 ma potencjał masy, a na końcówce 19 jest albo poziom HH albo Z, to wyprowadzenia 12, 13, 14 i 15 są wyjściami. Funkcje innych wyprowadzeń są następujące: I_0 (2) do I_7 (9) i końcówka 19 adresują odpowiedni rząd; A_0 (teraz 18), A_1 (17) i A_2 (16) adresują odpowiednie linie iloczynów.

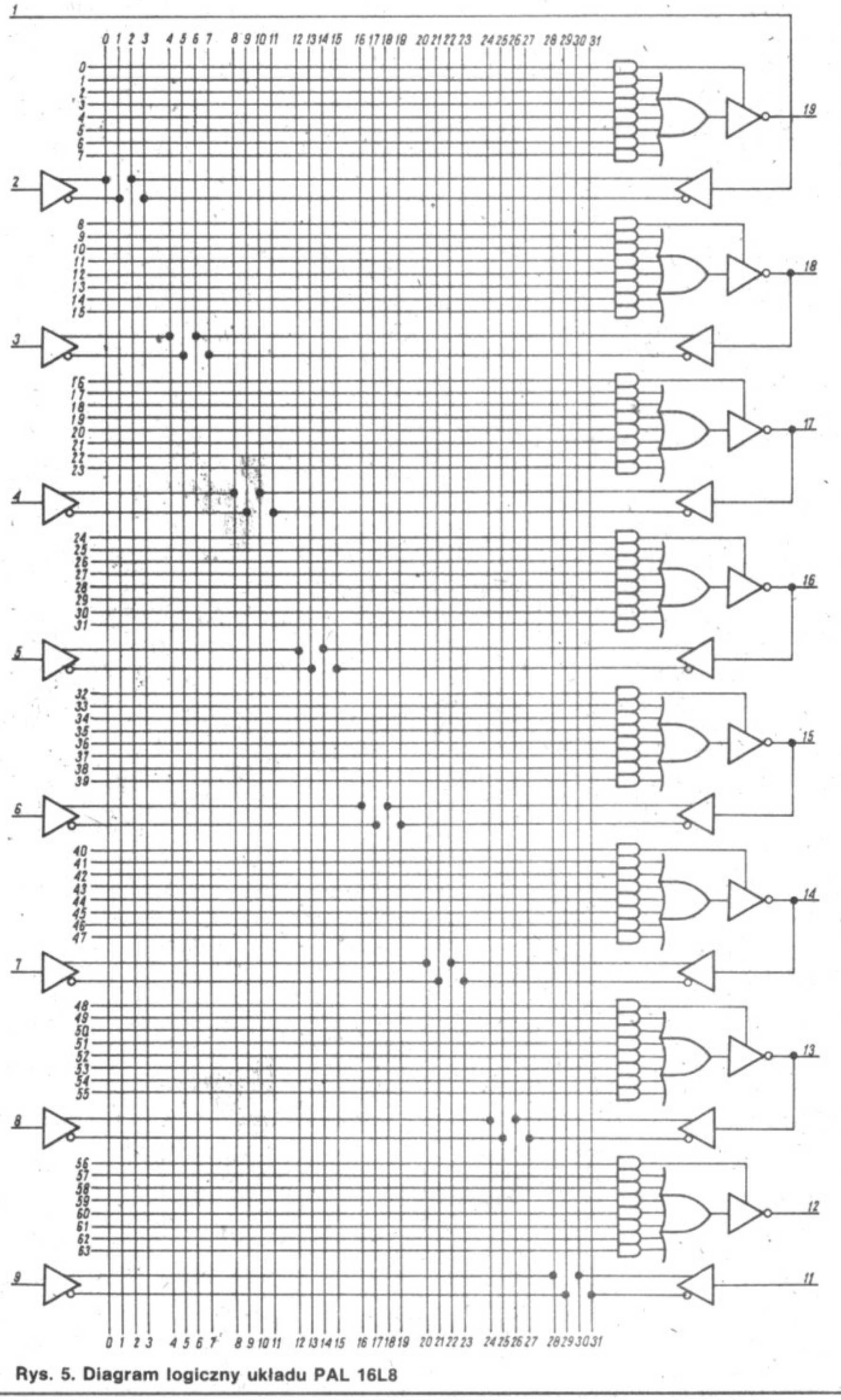
Konfiguracja wyprowadzeń programujących 24-końcówkowy układ PAL jest przedstawiona na rys. 8.

Dopóki na końcówce 1 jest poziom HH, końcówka 13 ma potencjał masy, a na końcówce 14 jest albo poziom HH albo Z, to wyprowadzenia 19, 20, 21, 22 i 23 są wyjściami. Funkcje innych wyprowadzeń są następujące: I_0 (2) do I_9 (11) i końcówka 14 adresują odpowiedni rząd; A_0 (15), A_1 (16) i A_2 (17) adresują odpowiednie linie iloczynów.

Gdy na końcówce 13 jest poziom HH, końcówka 1 ma potencjał masy, a na końcówce 23 jest albo poziom HH albo Z, to wyprowadzenia 14, 15, 16, 17 i 18 są wyjściami. Funkcje innych wyprowadzeń są następujące: I_0 (2) do I_9 (11) i końcówka 23 adresują odpowiedni rząd; A_0 (teraz 22), A_1 (21) i A_2 (20) adresują odpowiednie linie iloczynów.

Weryfikacja wstępna

1. Ustawić napięcie zasilania na 5,0 V.
2. Ustawić na końcówce „odblokowanie wyjścia" (Output Disable — OD) napięcie na poziomie U_{IHH}.
3. Wybrać linię wejściową przez określenie wejść (Inputs) i L/R tak, jak to przedstawiono w tablicy 13 lub 15.
4. Wybrać jedną z ośmiu możliwych linii iloczynów przez określenie A_0, A_1 i A_2 tak, jak to przedstawiono w tablicy 14 lub 16.

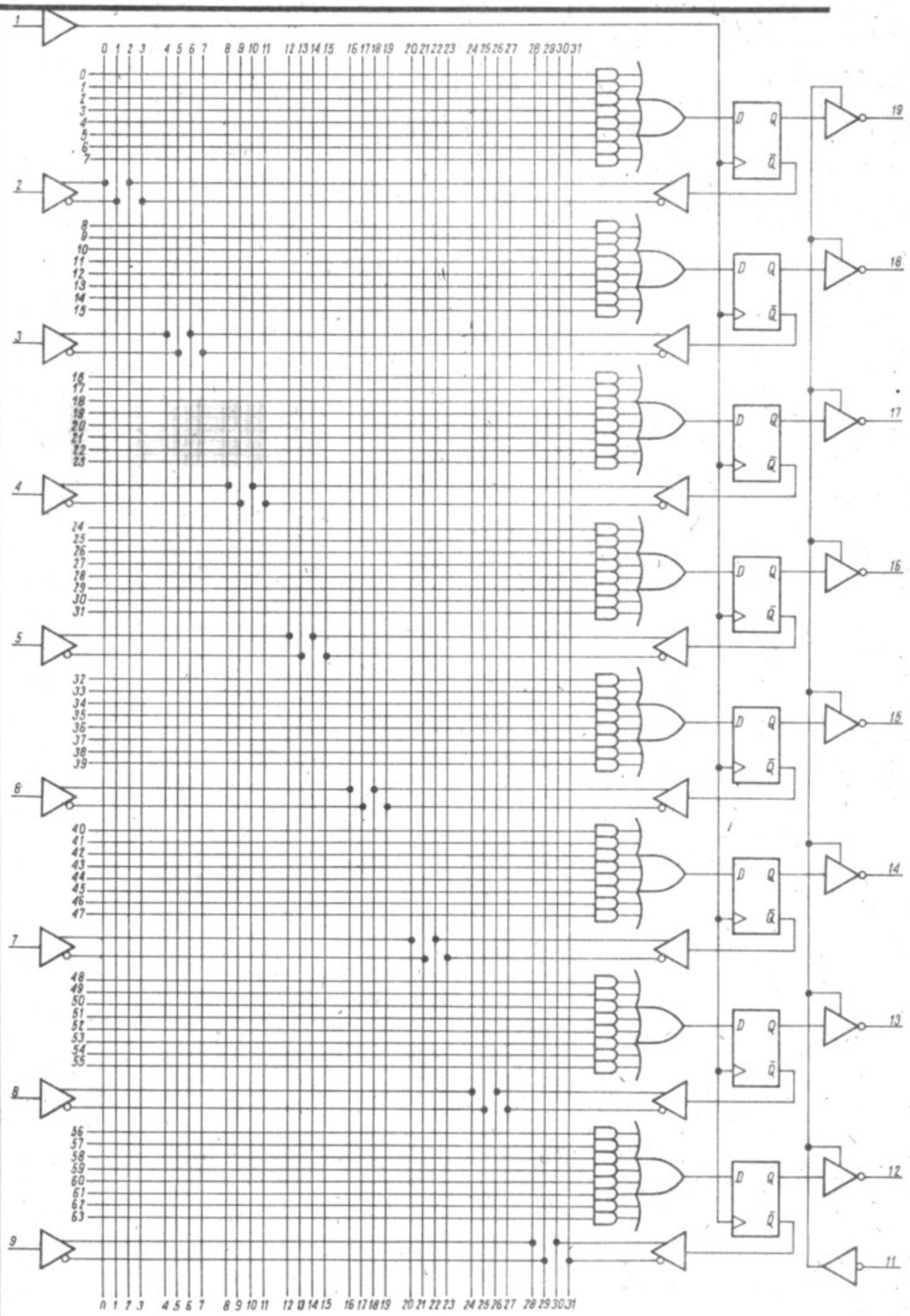


Rys. 5. Diagram logiczny układu PAL 16L8

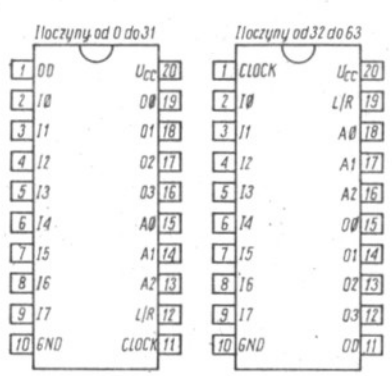
5. Doprowadzić impuls do końcówki oznaczonej jako CLOCK i sprawdzić (gdy sygnał CLOCK jest już na poziomie U_{IL}), czy końcówka wyjściowa O jest w stanie odpowiadającym nie przepalonemu połączeniu. Gdy okaże się, że tak jest, należy kontynuować weryfikację od punktu 3 do 5, w przeciwnym wypadku należy przerwać procedurę weryfikacji i uznać obwód za wybrakowany.

Algorytm programowania

1. Ustawić na końcówce „odblokowanie wyjścia'' (OD) poziom napięcia U_{IHH}.
2. Etap programowania.
   2.1. Dołączyć końcówkę CLOCK do masy.
   2.2. Wybrać linię wejściową przez określenie wejść i L/R tak, jak to pokazano w tablicy 13 lub 15.
   2.3. Wybrać jedną z ośmiu możliwych linii iloczynów przez określenie A_0, A_1 i A_2 tak, jak to pokazano w tablicy 14 lub 16.
   2.4. Podwyższyć napięcie zasilania U_{CC} do poziomu U_{IHH}.
   2.5. Przepalić połączenie przez doprowadzenie impulsu do końcówki wyjściowej wybranej grupy iloczynów — jednej w danej chwili — o poziomie U_{IHH} (zobacz przebiegi programowania).
   2.6. Zmniejszyć napięcie U_{CC} do 5 V.
   2.7. Powtarzać kroki od punktu 2.2 do momentu, aż zostaną przepalone wszystkie pożądane połączenia.
3. Etap pierwszej weryfikacji (dotyczy wszystkich połączeń — przepalanych jak i nie przepalanych).
   3.1. Wybrać linię wejściową przez określenie wejść i L/R tak, jak to pokazano w tablicy 13 lub 15.
   3.2. Wybrać jedną z ośmiu możliwych linii iloczynów przez określenie A_0, A_1 i A_2 tak, jak to pokazano w tablicy 14 lub 16.
   3.3. Doprowadzić impuls do końcówki oznaczonej jako CLOCK i sprawdzić (gdy sygnał CLOCK jest już na poziomie U_{IL}), czy końcówka wyjściowa O ma prawidłowy stan.
   — Gdy stan jest prawidłowy, procedurę należy kontynuować.
   — Gdy połączenie jest niepotrzebnie przepalone, należy wstrzymać procedurę i uznać obwód za uszkodzony.
   — Gdy połączenie nie jest przepalone, a powinno być, należy ponownie wykonać kroki od pkt. 2.4 do 2.6 i krok 2.3. Jeśli połączenie zostanie przepalone, procedurę należy kontynuować. Po trzech bezowocnych próbach przepalenia połączenia, należy obwód uznać za uszkodzony, lecz trzeba procedurę kontynuować.



Rys. 6. Diagram logiczny układu PAL 16R8



Rys. 7. Konfiguracja wyprowadzeń programujących 20-końcówkowy układ PAL



Rys. 8. Konfiguracja wyprowadzeń programujących 24-końcówkowy układ PAL

3.4. Powtarzać cały etap od kroku pkt. 3.1 aż zostanie sprawdzona cała matryca połączeń.

4. Sprawdzenie podwyższonym napięciem (dotyczy wszystkich połączeń — przepalanych jak i nie przepalanych).

4.1. Podwyższyć napięcie zasilania U_{CC} do 5,5 V.

4.2. Wybrać linię wejściową przez określenie wejść i L/R tak, jak to pokazano w tablicy 13 lub 15.

4.3. Wybrać jedną z ośmiu możliwych linii iloczynów przez określenie A_0, A_1 i A_2 tak, jak to pokazano w tablicy 14 lub 16.

4.4. Doprowadzić impuls do końcówki oznaczonej jako CLOCK (gdy impuls CLOCK jest już na poziomie U_{IL}) i sprawdzić czy końcówka wyjściowa O ma prawidłowy stan.

— Gdy stan jest prawidłowy, należy procedurę kontynuować.

— Gdy stan jest nieprawidłowy, procedurę należy przerwać i uznać obwód za uszkodzony.

4.5. Sprawdzanie należy powtarzać od punktu 1, aż zostanie sprawdzona cała matryca połączeń.

5. Sprawdzenie napięciem obniżonym (dotyczy wszystkich połączeń — przepalanych jak i nie przepalanych).

5.1. Zmniejszyć napięcie zasilania U_{CC} do 4,5 V.

5.2. Wybrać linię wejściową przez określenie wejść i L/R tak, jak to pokazano w tablicy 13 lub 15.

5.3. Wybrać jedną z ośmiu możliwych linii iloczynów przez określenie A_0, A_1 i A_2 tak, jak to pokazano w tablicy 14 lub 16.

5.4. Doprowadzić impuls do końcówki oznaczonej jako CLOCK i sprawdzić (gdy impuls CLOCK jest już na poziomie U_{IL}), czy końcówka wyjściowa O ma prawidłowy stan.

— Gdy stan jest prawidłowy, należy procedurę kontynuować.

— Gdy stan jest nieprawidłowy, należy przerwać procedurę sprawdzania i uznać obwód za uszkodzony.

Programowanie połączeń zabezpieczających przed skopiowaniem

1. Sprawdzić obwód zgodnie z punktami 4 i 5.
2. Zwiększyć napięcie zasilania U_{CC} do 6 V.
3. Dotyczy układów 20-końcówkowych:
   — przepalić pierwsze połączenie zabezpieczające doprowadzając impuls o poziomie U_P do końcówki 1 (impulsów może być od 1 do 5);
   — przepalić drugie połączenie zabezpieczające doprowadzając impuls o poziomie U_P do końcówki 11 (impulsów może być od 1 do 5).
4. Dotyczy układów 24-końcówkowych:
   — przepalić pierwsze połączenie zabezpieczające doprowadzając impuls o poziomie U_P do końcówki 1 (impulsów może być od 1 do 5);
   — przepalić drugie połączenie zabezpieczające przez doprowadzenie impulsu o poziomie U_P do końcówki 13 (impulsów może być od 1 do 5).
5. Sprawdzić obwód zgodnie z punktami 4 i 5. Obwód można uznać za zabezpieczony, jeśli co najmniej połowy stanów nie uda się prawidłowo odczytać. □

UWAGA: Tablice 13 ÷ 17 będą zamieszczone w części 4 artykułu.

klub młodych elektroników

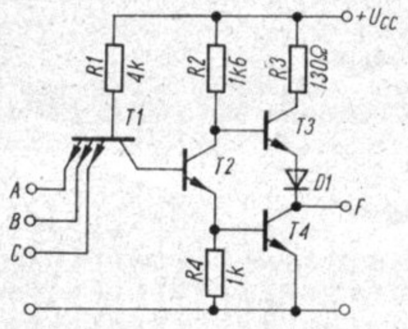
Poradnik elektronika. Układy scalone (3)

We współczesnej elektronice technika cyfrowa rozwija się szczególnie szybko i znajduje coraz powszechniejsze zastosowania, nie tylko w urządzeniach profesjonalnych, które były jej domeną. Układy cyfrowe kojarzą się najczęściej z urządzeniami profesjonalnymi, przede wszystkim komputerami oraz ich częściami składowymi — mikroprocesorami, pamięciami, układami wejścia/wyjścia itp. Znane są też zastosowania układów cyfrowych w zegarach i kalkulatorach.

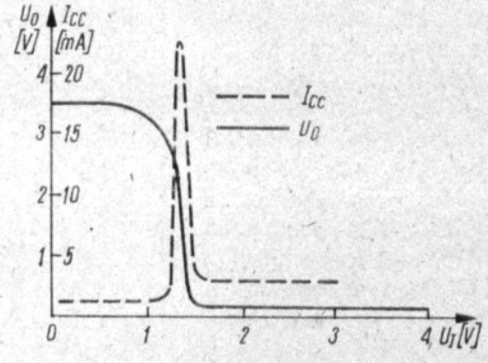
Obecnie układy cyfrowe mają coraz większe zastosowania w elektronicznym sprzęcie powszechnego użytku, takim jak odtwarzacze płyt kompaktowych — CD, cyfrowe magnetofony DAT. Urządzenia zdalnego sterowania, już powszechnie stosowane w sprzęcie radiowo-telewizyjnym, zawierają również układy cyfrowe. Prezentowano już pierwsze modele „cyfrowych telewizorów".

Cyfrowe układy scalone

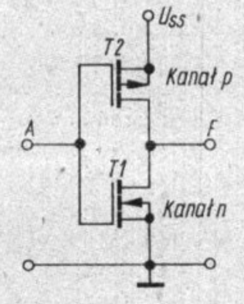
Może warto jeszcze przypomnieć, że technika cyfrowa zajmuje się przetwarzaniem sygnałów elektrycznych nieciągłych. Sygnały te pzyjmują dwie wartości charakterystyczne, oznaczane umownie cyframi 0 i 1. Te poziomy sygnałów nazywa się odpowiednio zerem logicznym i jedynką logiczną.
Podstawowym elementem cyfrowego układu scalonego jest tranzystor. Jego warunki pracy są tak dobrane, że przyjmuje on jeden z dwóch stanów: nasycenia lub odcięcia. Za pomocą tranzystorów realizuje się wszystkie elementarne układy techniki cyfrowej: bramki, przerzutniki, rejestry i inne.
Układy scalone cyfrowe mogą być produkowane przy wykorzystywaniu technologii bipolarnej i unipolarnej. Układy unipolarne mają obecnie znacznie więcej zastosowań, dzięki swym zaletom, o których była już mowa wcześniej.
Pierwsze cyfrowe układy scalone produkowano posługując się technologią bipolarną. Były to np. układy DTL, ECL, TTL. Ich nazwy pochodzą od angielskich nazw: DTL — Diode Transistor Logic, układy logiczne, których podstawowymi elementami były diody i tranzystory. ECL — Emiter Coupled Logic, układy logiczne o sprzężeniu emiterowym, TTL — Transistor Transisor Logic, układy logiczne, w których podstawowymi elementami są tranzystory. Te ostatnie układy najbardziej rozpowszechniły się i są do dziś produkowane oraz stosowane. Pozostałe, mają już tylko znaczenie historyczne.
Układy scalone TTL, to podstawowe części składowe urządzeń cyfrowych, począwszy od zestawów pojedynczych bramek, inwerterów, przez różnego rodzaju przerzutniki, rejestry przesuwające, aż do dość złożonych układów, takich jak dekodery, układy arytmetyczne i pamięci.
Na rys. 4. przedstawiono schemat elektryczny bramki NAND TTL z trzema wejściami. Charakterystycznym elementem układu jest wieloemiterowy tranzystor T1. W zależności od



Rys. 4. Schemat bramki TTL



Rys. 5. Charakterystyka przełączania bramki TTL



Rys. 6. Schemat inwertera CMOS

typu bramki może być od 2 do 8 wejść. Cały układ nie jest skomplikowany, gdyż oprócz wejściowego tranzystora T1 są jeszcze trzy tranzystory, wszystkie sprzężone bezpośrednio między sobą.

Produkcję układów scalonych TTL zapoczątkowała ponad dwadzieścia lat temu znana amerykańska firma Texas Instruments. Oznaczenia tych układów zawierają litery SN, skrót angielskiej nazwy Semiconductor Network, układ półprzewodnikowy. Istnieje kilkaset typów tych układów różniących się między sobą spełnianymi funkcjami, zakresem temperatury, szybkością działania, poborem mocy.

Układy scalone TTL, dokładnie wzorowane na układach firmy Texas Instruments produkuje obecnie wiele firm, a wśród nich także CEMI. W skład tej rodziny układów wchodzą serie o różnych temperaturach pracy: „54”, tzw. wojskowa, $-55^\circ \div +125^\circ$C, „64” $-40^\circ \div +85^\circ$C, „74” $0^\circ \div +70^\circ$C. Dodatkowe oznaczenia literowe określają inne charakterystyczne właściwości układów, np.: H — High speed o dużej szybkości działania, L — Low power, o małym poborze mocy, S — Schottky, układy z diodami Schottky'ego o bardzo dużej szybkości działania, LS — Low power Schottky, szybkie układy o małym poborze mocy.

Układy pochodzące od różnych producentów mają wspólne elementy oznaczeń typów, ułatwiające ich identyfikację. Wyjaśnia tę zasadę kilka przykładów oznaczeń firm Texas Instruments oraz CEMI:

Texas Instruments	CEMI
SN74LSOON	UCY74LS00N
SN7447N	UCY7447N
SN74S157N	UCY74S157N

Układy scalone serii TTL są przystosowane do zasilania napięciem stałym +5 V ±5%.

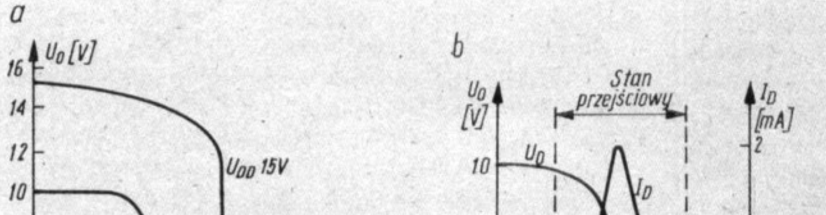
Poniżej porównano niektóre parametry elektryczne bramek różnych serii układów.

Seria	Standard	L	H	S	LS
Maksymalna częstotliwość przełączania (MHz)	35	3	30	125	45
moc strat (mW)	10	1	22	19	2

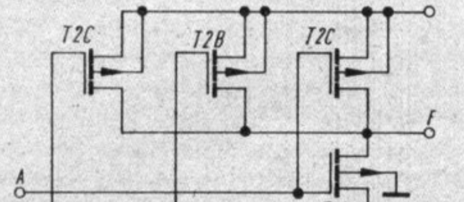
Na rys. 5 przedstawiono charakterystykę przełączania bramki TTL. Posługując się tym rysunkiem można określić wartość napięcia wejściowego i wyjściowego w obu stanach pracy. Zmiany napięcia wejściowego U_I w stanie niskim, od 0 do około 0,5 V, nie powodują żadnych zmian napięcia wyjściowego U_0. Dalsze zwiększanie napięcia wejściowego powoduje, że napięcie wyjściowe zmniejsza się do ok. 0,2 V. Stan przejściowy, przy którym napięcie wejściowe staje się równe wyjściowemu, jest to tzw. próg zmiany stanu logicznego układu. Typowa wartość napięcia progowego wynosi dla bramek standardowych ok. 1,35 V. W stanie przejściowym wzrasta znacznie wartość prądu I_{CC} płynącego przez bramkę.

Układy scalone TTL, chociaż bardzo rozpowszechnione mają jednak dość istotne wady. Wymienić trzeba wśród nich przede wszystkim dość duży pobór mocy. Bardziej skomplikowane urządzenia cyfrowe, w skład których wchodzi kilkadziesiąt a nawet kilkaset układów TTL, wymagają stosowania zasilaczy o wydajności prądowej do kilkunastu amperów, wydzielających znaczne ilości ciepła. Także układy scalone wydzielają ciepło. W związku z tym urządzenia muszą być dodatkowo chłodzone.

Kolejnym utrudnieniem jest konieczność stabilizowania zasi-



Rys. 7. Charakterystyka przełączania inwertera CMOS
a — Charakterystyka przełączania przy różnych napięciach zasilania;
b — charakterystyka prądu i napięcia w stanie przejściowym



Rys. 8. Schemat bramki NAND o trzech wejściach

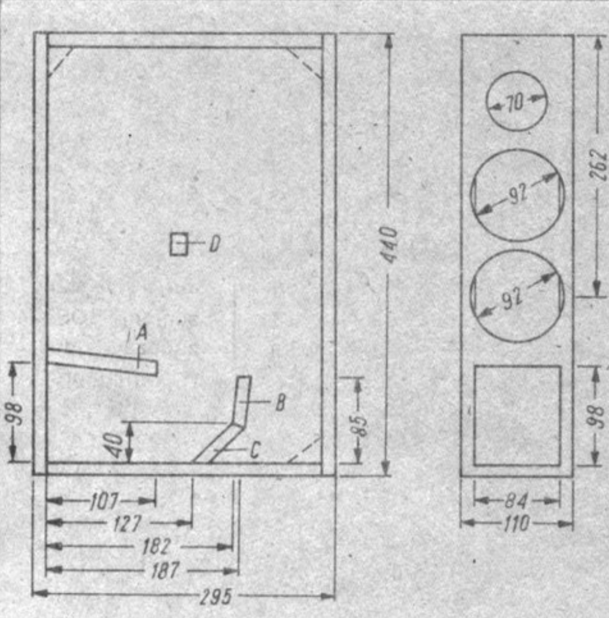
lającego napięcia z dokładnością ±0,25 V, co również komplikuje konstrukcję zasilaczy. Ponadto układy TTL są wrażliwe na zakłócenia radioelektryczne, co poważnie utrudnia ich stosowanie w urządzeniach przemysłowych.
Wymienionych wad nie mają unipolarne cyfrowe układy scalone CMOS. Spełniają one takie same funkcje i są równie uniwersalne w zastosowaniach jak układy TTL. Układy scalone CMOS nie wymagają stabilizowania napięcia zasilania, które może być wybierane w zakresie od 1 ÷ 2 V do 20 V. Moc pobierana przez pojedynczą bramkę w stanie ustalonym jest znikomo mała i wynosi zaledwie kilka nW (nanowatów). Zasilane wyższym napięciem układy scalone CMOS są mało podatne na zakłócenia radioelektryczne, dzięki czemu lepiej nadają się do zastosowań przemysłowych. Pewną wadą układów scalonych CMOS jest mniejsza w porównaniu z układami TTL szybkość działania. Charakterystyczną cechą układów CMOS jest bardzo duża impedancja wejściowa, rzędu 10^{12} Ω i mała wyjściowa, około 500 Ω.
Podstawowymi elementami CMOS są pary komplementarnych tranzystorów MOS tworzące inwerter (rys. 6). Tranzystor T1 ma kanał n, a tranzystor T2 — kanał p. Charakterystykę przełączania tego układu przy różnych wartościach napięcia zasilania przedstawiono na rys. 7a. Gdy napięcie wejściowe U_I jest równe lub bliskie zeru, to napięcie wyjściowe U_0 ma wartość napięcia zasilania U_{DD}. Napięcie wyjściowe w stanie niskim ma wartość ok. 0 V. Napięcie progowe, przy którym następuje przełączenie układu, zależy od napięcia zasilania i wynosi ok. 45% jego wartości. Charakterystyczną cechą układów CMOS jest duży pobór prądu w stanie przejściowym podczas przełączania (rys. 7b).
Z podstawowych inwerterów są budowane bardziej złożone układy. Na rys. 8 przedstawiono jako przykład schemat elektryczny bramki NAND o trzech wejściach.
Podobnie jak amerykańska firma Texas Instruments wylansowała cyfrowe układy scalone TTL, tak druga znana firma RCA rozpowszechniła serię układów CMOS znaną jako seria CD4000. Produkuje się obecnie wiele firm, w tym CEMI. Asortyment CEMI obejmuje ok. 50 typów, m.in.: bramki przerzutniki, liczniki, multipleksery, pamięci, układy arytmetyczne. I w tym przypadku oznaczenia CEMI mają wspólne cechy z oznaczeniami RCA:

RCA	CEMI
CD4000B	MCY74000N
CD4028B	MCY74028B

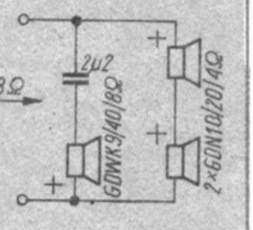
Omówione wcześniej układy scalone, bipolarne i unipolarne mają stosunkowo niewielki stopień scalenia. Nadają się w związku z tym do konstruowania mniej skomplikowanych urządzeń.
Technologia unipolarna umożliwia produkowanie układów o znacznie większych stopniach scalenia, tzn. LSI, VLSI i Super VLSI. Układy scalone zaliczane do tych kategorii to układy do mikrokomputerów, np. mikroprocesory, w skład których wchodzi od kilkudziesięciu do kilkuset tysięcy tranzystorów.
Inna kategoria unipolarnych układów scalonych to układy pamięciowe, mające obecnie szczególne znaczenie, ponieważ znajdują zastosowania nie tylko w komputerach, lecz także w urządzeniach pomiarowych, przemysłowych, radiowo-telewizyjnych, zegarach, kalkulatorach, a więc niemal wszędzie.
Pojemność pamięci półprzewodnikowych zawiera się w granicach od kilkudziesięciu bitów do kilku milionów bitów. Pierwsze pamięci tzw. megabitowe (1 milion bitów) pojawiły się bardzo niedawno w sprzedaży, a już rozpoczęto produkcję pamięci o pojemności 4 milionów bitów i trwają intensywne prace nad pamięciami o pojemności 64 milionów bitów!
Pamięci półprzewodnikowe można podzielić na szereg rodzajów (klas). Najczęściej spotyka się następujące rodzaje pamięci: RAM — ang. Random Acces Memory, pamięć o swobodnym dostępie, którą użytkownik może samodzielnie wielokrotnie zapisywać i odczytywać.
ROM — Read Only Memory, pamięć którą użytkownik może tylko odczytywać. Zapisu pamięci dokonuje producent.
PROM — Programmed ROM, pamięć którą użytkownik może sam zapisać ale tylko jeden raz i wielokrotnie odczytywać.
EPROM — Electrically PROM, pamięć, którą użytkownik samodzielnie programuje metodą elektryczną i może dowolną liczbę razy odczytywać. Zapis w pamięci tego rodzaju można skasować naświetlając ją promieniami ultrafioletowymi.
Jako klasyczne można już dziś traktować cyfrowe układy scalone MOS kalkulatorów i zegarów. Nawet CEMI, które nie zalicza się do czołówki producentów układów scalonych, ma w swoim programie produkcyjnym układy kalkulatorowe i zegarowe.
Najprostszy układ kalkulatorowy MC14005N może wykonywać cztery podstawowe operacje arytmetyczne oraz ma sygnalizację stanów, takich jak: nadmiar, niedomiar, zbyt niskie napięcie zasilające. Produkowane są również układy scalone do kalkulatorów inżynierskich. System złożony z układów MC14009N, MC14010N i MC14011N umożliwia skonstruowanie programowanego kalkulatora o ok. 20 funkcjach; m.in. wykonywanie czterech podstawowych działań arytmetycznych, obliczanie funkcji trygonometrycznych, logarytmicznych oraz odwrotnych do nich.
Wśród układów elektronicznych zegarów są zarówno proste układy, np. MC1201N wyświetlające: godziny, minuty, sekundy i datę, jak i bardziej złożone, np. MC1206 mogące oprócz podstawowych funkcji spełniać także funkcje budzika.
Szczególnie szybko rozwijają się zastosowania unipolarnych cyfrowych układów scalonych w sprzęcie radiowo-telewizyjnym. Dzięki tego rodzaju układom o największych stopniach scalenia można było opracować cyfrowe odbiorniki telewizyjne, odtwarzacze płyt kompaktowych CD i magnetofony DAT. Tylko jedna firma Philips ma w swoim programie produkcji kilkadziesiąt unipolarnych układów cyfrowych do sprzętu RTV. Właśnie z katalogu Philipsa zaczerpnięto kilka przykładów.
Urządzenia zdalnego sterowania stosuje się obecnie nie tylko do włączania i regulowania odbiornika telewizyjnego czy magnetowidu. Całe domowe studio radiowo-telewizyjne złożone z tunera, wzmacniacza, magnetofonu, odtwarzacza płyt kompaktowych, odbiornika telewizyjnego, magnetowidu, można obsługiwać jednym „pilotem" nie ruszając się z fotela. Współczesne urządzenie zdalnego sterowania musi być zatem zdolne do wydawania bardzo dużej liczby poleceń. Zestaw układów scalonych SAA3027/SAA3028, nadajnik/odbiornik, może przesyłać 64 rodzaje rozkazów do każdego z 32 urządzeń. Łatwo obliczyć, że odpowiada to 2048 rozkazom.
Zaledwie kilka układów scalonych wchodzi w skład dekodera Videotextu: SAA5020 układ zegarowy (taktujący), SAA5030 procesor obrazu, SAA5041 układ przetwarzania danych, SAA5050 generator znaków i liter angielskich. W katalogu znajduje się 9 układów różnych generatorów znaków, m.in. niemieckich, skandynawskich, włoskich, hebrajskich oraz cyrylicy.
Philips jest jednym z pionierów odtwarzaczy kompaktowych, jest więc rzeczą naturalną, że produkuje do tych urządzeń specjalne układy scalone. Do podstawowych należą: układ SAA7210 dekoder (drugiej generacji) oraz SAA7220 układ interpolacji i stereofoniczny filtr cyfrowy. Podstawowe funkcje w odtwarzaczu spełnia ok. 10 układów scalonych w tym także bipolarnych. *(J)*

Mały zespół głośnikowy

Opisany zespół głośnikowy z otworem został opracowany przez firmę Isophon (Berlin Zachodni) jako propozycja konstrukcji amatorskich. Zespoły tego rodzaju — o względnie niewielkich rozmiarach — są przeznaczone do nagłośniania małych i średniej wielkości pomieszczeń mieszkalnych.



Rys. 1. Szkic konstrukcyjny obudowy zespołu głośnikowego
A — element o wymiarach 107 × 84 mm, B — 52 × 84 mm, C — 73 × 84 mm, D — klocek o długości 84 mm



Rys. 2. Schemat elektryczny połączenia głośników

Zespół zawiera dwa głośniki nisko-średniotonowe i wysokotonowy głośnik kopułkowy. Firma Isophon zaleca zastosowanie produkowanych przez nią głośników następujących typów: PSL100 i KK75. W kraju są produkowane podobne głośniki, które mogą być zastosowane w opisanym zespole głośnikowym, a mianowicie: GDN 10/20, 4 Ω i GDWK 9/40, 8 Ω.
Na rys. 1 jest przedstawiony szkic konstrukcyjny obudowy. Do jej wykonania powinna być użyta dobra sklejka o grubości 13 mm. Otwór (tunel) o zmieniającym się przekroju jest ukształtowany z trzech odpowiednio przyciętych i dopasowanych deseczek. Boczne ścianki obudowy są połączone dodatkowo klockiem, co zwiększa sztywność tych ścianek. W celu wzmocnienia konstrukcji i ułatwienia zmontowania obudowy mogą być dodane w narożach trójkątne listewki. Ścianki obudowy powinny być sklejone dobrym klejem kazeinowym (sprzedawany jest jako biały proszek rozpuszczalny w wodzie). Jako środka pomocniczego można użyć cienkich wkrętów do drewna. Obudowę skleja się etapami, w ciągu kilku dni. Ściankę tylną wkleja się jako ostatnią, po wmontowaniu głośników i wykonaniu odpowiednich połączeń.
Wykończenie zewnętrzne obudowy zależy od gustów wykonawcy i środków jakimi on dysponuje. Zaleca się oszlifowanie i wykończenie obudowy przed wmontowaniem głośników, w celu uniknięcia ich zanieczyszczenia lub uszkodzenia.
Na rys. 2 jest przedstawiony schemat elektryczny połączenia głośników. Filtrem górnoprzepustowym jest kondensator o pojemności 2,2 μF.

R.T.

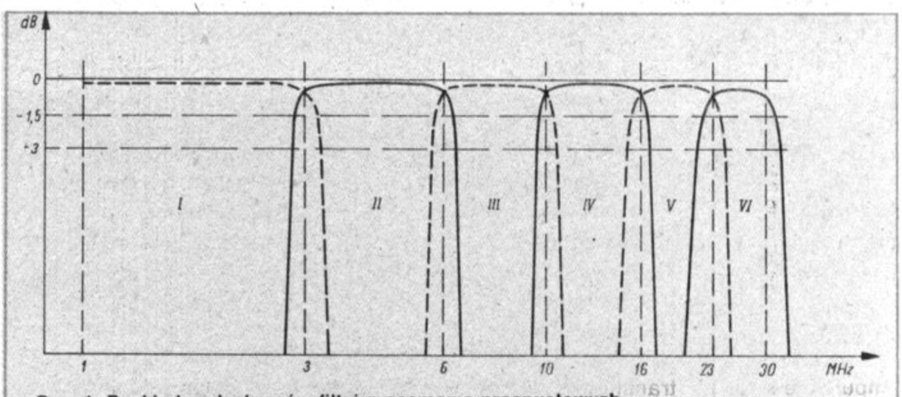
radiokomunikacja

re

Preselektor 01 ÷ 30 MHz

mgr inż. G.P. Kaniut SP9RG

Opisany w „Re" odbiornik radiokomunikacyjny [1] wymaga na swym wejściu stosowania układu preselekcji częstotliwości o znikomym tłumieniu pasma odbieranych częstotliwości oraz znacznym tłumieniu częstotliwości lustrzanych. Ponieważ odbiornik obejmuje zakres częstotliwości 0,1 ÷ 30 MHz nie do uniknięcia jest podział powyższego zakresu częstotliwości na szereg podzakresów, włączając odpowiednie filtry między wejście antenowe odbiornika i mieszacz częstotliwości. Filtry powyższe należy od strony wejścia i wyjścia dopasować 50 Ω. Najlepszym rozwiązaniem problemu byłyby wąskopasmowe filtry, rozłożone na całym zakresie częstotliwości, np. 30 filtrów jednomegahercowych [3]. Można by stosować tylko kilka filtrów, które w czasie odbioru byłyby każdorazowo dostrajane do aktualnej częstotliwości odbioru [2]. Obrano jednak koncepcję filtrów „średniopasmowych", optymalnie dostrojonych do danego pasma częstotliwości. Liczbę filtrów ograniczono kompromisowo do sześciu. Cały zakres częstotliwości wejściowych podzielono następująco: 0,1 ÷ 3; 3 ÷ 6; 6 ÷ 10, 10 ÷ 16; 16 ÷ 23 i 23 ÷ 30 MHz. Położono szczególny nacisk na to, aby pasmo przenoszenia poszczególnych filtrów nie było szersze niż 9 MHz, w celu uniknięcia zniekształceń intermodulacyjnych, np. dwóch silnych sygnałów stacji radiofonicznych o wzajemnym odstępie częstotliwości 9 MHz.
Niniejszy preselektor tworzy z opisanym w literaturze [4] i [5] oscylatorem przemiany i układem PLL zharmonizowaną całość zaś poszczególne filtry są włączane w obwód wejściowy odbiornika za pomocą przełącznika zakresów częstotliwości, przewidzianego we wspomnianych artykułach.
Opisane w tym artykule filtry mają tę właściwość, że na krańcach pasma przepustowości wnoszą tłumienie sygnału rzędu 3 dB. Ponieważ przy projektowaniu odbiornika założono wstępnie, że tłumienie filtrów w żadnym miejscu pasma przepustowości nie może przekraczać 1,5 dB, przyjęto nieco szersze pasma przepustowości filtrów, co w konsekwencji spełnia wstępnie założony wymóg, jak to przedstawiono na rys. 1.
Każdy z filtrów jest umieszczony na oddzielnej płytce drukowanej, z wyjątkiem dwóch pierwszych filtrów 0,1 ÷ 3 i 3 ÷ 6 MHz, których wspólna płytka drukowana tworzy rodzaj podstawy konstrukcyjnej dla całego zespołu filtrów. Zespół filtrów jest umieszczony w bloku I, w komorze oznaczonej „Preselektor" [4]. W komorze tej znajdują się również dwa prze-



Rys. 1. Rozkład podzakresów filtrów pasmowo-przepustowych

łączniki obrotowe, każdy 1×6 zestyków, obracane wspólną osią układu PLL i LO [4] i [5].

Zespół filtrów preselektora spełnia również funkcję filtrów pasmowych toru nadawania.

Z punktu widzenia teorii układów przenoszenia, omawiane filtry są filtrami pasmowymi pierwszego rzędu. Filtr 0,1÷3 MHz pracuje w układzie filtru dolnoprzepustowego.

Każdy z filtrów można traktować jako szeregowe połączenie filtru górnoprzepustowego i dolnoprzepustowego, gdzie częstotliwość graniczną filtru dolnoprzepustowego obrano powyżej częstotliwości granicznej filtru górnoprzepustowego. Mamy więc czwórnik (rys. 2), w którym przy stałej wartości współczynnika sprzężenia „k" występuje zależność

$$L_1 \cdot C_1 = L_2 \cdot C_2$$

Dla określonych częstotliwości: częstotliwości rezonansowej L_1, C_1 i częstotliwości antyrezonansowej L_2, C_2 układ szeregowy wnosi znikome tłumienie, ponieważ jego „Z", zmierza do „0", natomiast „Z_2" układu równoległego zmierza do ∞. Analiza matematyczna ww. filtrów nie jest zbyt trudna, postanowiono jednak, z uwagi na szczupłe ramy artykułu nie wyprowadzać jej, podając jedynie wyniki końcowe w formie gotowych wzorów umożliwiających obliczenie dowolnego filtru pasmowo-przepustowego. Zainteresowanych analizą matematyczną odsyła się do podręczników omawiających teorię filtrów częstotliwościowych [6] i [7].

W celu wyprowadzenia równań, które umożliwią obliczenie wartości poszczególnych elementów filtru, należy ustalić różnicę częstotliwości $f''_o - f'_o$, czyli szerokość pasma przepustowości filtru:

f'_o — dolna częstotliwość graniczna

f''_o — górna częstotliwość graniczna

$$f''_o - f'_o = \frac{1}{\pi\sqrt{L_1 \cdot C_2}} \quad \text{zaś } Z_c = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}} = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = R_c.$$

Nie dokonując już dalszego przekształcenia równań podaje się, że:

$$L_1 = \frac{R_c}{\pi(f''_o - f'_o)} \qquad L_2 = \frac{(f''_o - f'_o) \cdot R_c}{4\pi \cdot f'_o \cdot f''_o}$$

$$C_1 = \frac{f''_o - f'_o}{4\pi \cdot f'_o \cdot f''_o \cdot R_c} \qquad C_2 = \frac{1}{\pi(f''_o - f'_o) \cdot R_c}$$

Powyższe wzory umożliwiają obliczenie wartości elementów dowolnego filtru pasmowo-przepustowego.

Filtr pasmowo-przepustowy o stałym współczynniku „k" wykazuje niestety kilka niedostatków:

1. Wartość „Z" nie jest wielkością stałą w całym zakresie częstotliwości filtru.

2. Tłumienie filtru poniżej f'_o oraz powyżej f''_o nie jest wystarczające.

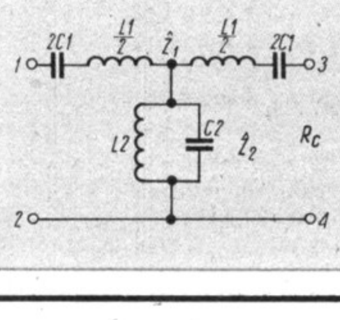
Niedostatki te można usunąć stosując układ filtru „m" pierwszego rzędu.

Szczególnie cenną cechą filtrów pochodnych jest to, że ich oporności charakterystyczne pozostają niemal stałe w całym prawie pasmie przepuszczania. Z tego względu, z obu stron ogniwa typu stałego „k", daje się połogniwa pochodne typu „m". Gdy „m" jest bliskie jedności, filtr pochodny zachowuje się podobnie jak filtr typu stałego „k", natomiast dla „m" bliskiego zeru oporność charakterystyczna filtru pochodnego staje się równa oporności charakterystycznej filtru pierwotnego. Tak więc $\hat{Z}_{cT(m=0)} = \hat{Z}_{c\pi}$; $\hat{Z}_{c(m=0)} = \hat{Z}_{cT}$. Przebieg $\hat{Z}_{cT}$ i $\hat{Z}_{c\pi}$ w odniesieniu do stałej przeciwstawności R_c jest przedstawiony na rys. 3 w funkcji $\hat{Z}_1 : 4\hat{Z}_2$ filtru pierwotnego. Chociaż $\hat{Z}_1 = 4Z_2$ nie zmienia się proporcjonalnie do częstotliwości, to jednak podane krzywe oddają względnie dokładnie stosunki między rzędnymi odpowiadającymi różnym „m". Z krzywych tych widzimy, że dla wartości m = 0,6 oporność charakterystyczna jest prawie stała w większej części pasma przepuszczania. W oparciu o tę wartość „m" tworzymy współczynnik $(1-m^2)Z_1 : 4Z_2$ i za jego pomocą tworzymy ogniwo „m" pierwszego rzędu, jak na rys. 4. W filtrze tym występują następujące zależności:

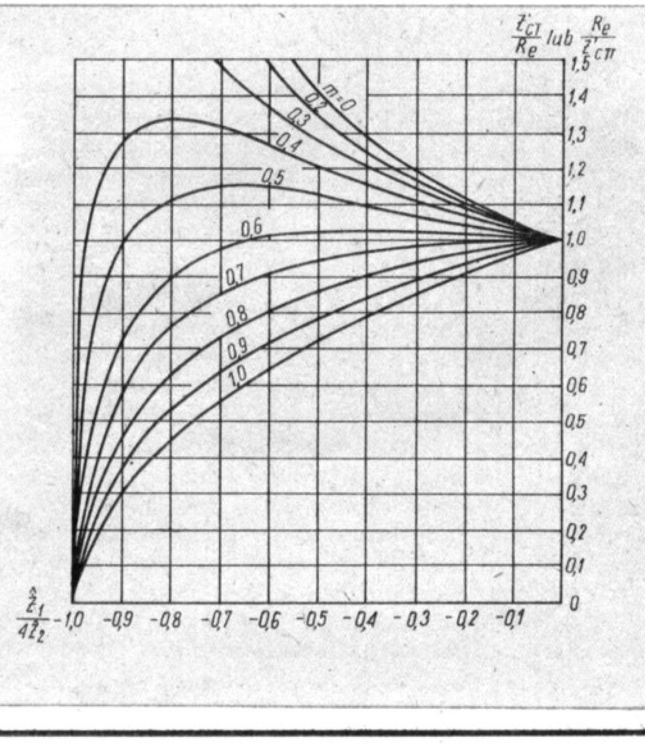
$$L'_1 = m \cdot L_1 \qquad L'_2 = \frac{L_2}{m} \qquad L'_3 = \frac{1-m^2}{4m} \cdot L_1$$

$$C'_1 = \frac{C_1}{m} \qquad C'_2 = m \cdot C_2 \qquad C'_3 = \frac{4m}{1-m^2} \cdot C_1$$

(Cd. na str. 18)



Rys. 2. Filtr pasmowo-przepustowy o stałej wartości współczynnika „k"



Rys. 3. Parametry „m

Odbiornik telewizyjny FOTON 234D (2)

Sławomir Listowski
inż. Ryszard Wiech

Odchylanie pionowe

Układ odchylania pionowego jest zasilany ze źródła +12 V (generator) i +16 V (wzmacniacz).

Generator sterujący odchylania pionowego jest wykonany z tranzystorami 3 (T8, T11), połączonymi w układzie odpowiednika tyrystora. Stałą czasu układu określają elementy 3 (R79, C52).

Na wyjściu generatora sterującego (kolektor 3 tranzystora T11) występują dodatnie impulsy prostokątne, których długość jest równa czasowi trwania wybierania ramki. Impulsy te są doprowadzane do diody 3D10 i wykorzystywane do formowania napięcia piłokształtnego. Częstotliwość ramki ustawia się potencjometrem 3-RP87. Kształtowanie napięcia piłokształtnego odbywa się przez ładowanie kondensatora 3C57 w obwodzie: źródło +12 V, 3 (R91, R92, C57, C58), masa. Rozładowanie kondensatorów 3 (C57, C58) dbywa się przez diodę 3D10 i przewodzący tranzystor 3T11.

Wielkość napięcia piłokształtnego reguluje potencjometr 3-RP92 (wysokość obrazu). W celu eliminacji zniekształceń nieliniowych w układzie kształtowania napięcia piłokształtnego włączono układ sprzężenia zwrotnego 3 (R103, R102, C64, C58), całkujący proporcjonalne do prądu odchylającego napięcie piłokształtne na rezystorze R108. Otrzymane w ten sposób napięcie paraboliczne jest doprowadzane do wejścia wzmacniacza mocy (końcówka 8 układu 3US3) i kompensuje zniekształcenia nieliniowe. Wielkość napięcia parabolicznego, a tym samym i wielkość zniekształceń nieliniowych rastra w pionie reguluje potecjometr 3-RP102.

Wzmacniacz mocy zawiera układ scalony 3US3.

Układ wygaszania powrotów

Układ kształtujący impulsy gaszące wykonano z tranzystorem 3-T2. Do bazy tranzystora są doprowadzane ujemne impulsy powrotów linii z uzwojenia 9,6 transformatora 3Tr1 oraz impulsy powrotów ramki z końcówki 12 ukłdu 3US3. W tym czasie tranzystor 3T2 otwiera się i przechodzi w stan nasycenia, wzrasta napięcie emitera tranzystora 3T4, co prowadzi do jego zatkania, a tym samym do zatkania tranzystora 3T14. Na kolektorze tranzystora 3T14, a tym samym na katodzie kineskopu występuje wtedy wysoki potencjał, równy napięciu zasilania wzmacniacza wizji, tj. +180 V i kineskop zatyka się.

Stabilizator napięcia +12 V

Stabilizator napięcia +12 V jest wykonany z tranzystorami 3 (T9, T10) w układzie stabilizatora szeregowego.

W celu zwiększenia współczynnika stabilizacji kolektor tranzystora wzmacniacza prądu stałego 3T10 jest dołączony przez rezystor 3R84 do źródła zasilania +96 V.

Zasilacz impulsowy (A4)

Zasilacz impulsowy A4 (rys. 4) składa się z: prostownika napięcia stałego, układu rozruchowego, generatora samodławnego, układu stabilizacji i zabezpieczenia, układu opóźniającego, transformatora oddzielającego oraz prostownika napięcia impulsowego.

Zasada działania impulsowego bloku zasilania polega na przekształceniu prostowanego napięcia sieci w prostokątne napięcie impulsowe w.cz. o regulowanej częstotliwości.

Napięcie sieci przez filtr przeciwzakłóceniowy 4 (L1, C5, C6) jest doprowadzane do mostkowego układu prostowniczego 4 (D6÷D9) i po wyprostowaniu ładuje kondensator 4C15. Napięcie na kondensatorze 4C15 jest doprowadzane przez uzwojenie transformatora 4Tr1 do kolektora tranzystora 4T3, do którego bazy doprowadza się napięcie z dławika 4L1 przez obwód 4 (D11, R11, R6, C4, L2, R18). Emiter tranzystora 4T3 jest połączony z ujemną okładziną kondensatora 4C16 przez rezystory 4(R16, R15). Gdy napięcie baza-emiter tranzystora 4T3 osiągnie wartość 0,5 V, zaczyna on otwierać się, prąd kolektora płynie w obwodzie: plus 4C15, odczepy 19 i 3 transformatora 4Tr1, tranzystor 4T3, 4 (T15, R16), minus 4C15. Odczepy 7 i 11 transformatora 4Tr1 są połączone tak, że wytwarza się dodatnie sprzężenie zwrotne i na odczepie transformatora pojawia się dodatnie napięcie, utrzymujące tranzystor 4T3 w stanie przewodzenia.

Podczas przepływu prądu kolektora przez uzwojenie 19-3 transformatora 4Tr1 w jego polu magnetycznym gromadzi się energia. W czasie ok. 10÷15 μs spadek napięcia, wywołany przez prąd kolektora tranzystora 4T3 na rezystorze 4R15 osiąga wartość dostateczną, aby utworzyć tyrystor 4Th1. Po otwarciu tyrystora, równolegle do złącza baza-emiter tranzystora 4T3 zostaje dołączony kondensator 4C4 o dużej pojemności. Prąd bazy zmniejsza się, tranzystor zaczyna się zatykać. Na odczepie 7 transformatora 4Tr1 pojawia się ujemny potencjał, co powoduje wyłączenie tyrystora. Tranzystor 4T3 w dalszym ciągu jest zatykany napięciem na uzwojeniu 7-11, czas zatykania jest określony przez parametry transformatora. Po tym czasie na odczepach 7-11 powstaje napięcie, które powoduje otwarcie tranzystora 4T3 i proces zaczyna się powtarzać z określoną częstotliwością.

W czasie zatkania tranzystora 4T3 na odczepach 10, 14, 16, 20 transformatora 4Tr1 pojawia się dodatni potencjał, który powoduje przepływ prądu w uzwojeniach wtórnych. W wyniku pojawienia się dodatniego potencjału na odczepach 17 i 15 transformatora ładuje się kondensator 4C3, a z odczepów 7 i 11 przez diodę 4 (D2) ładują się kondensatory 4 (C4, C9).

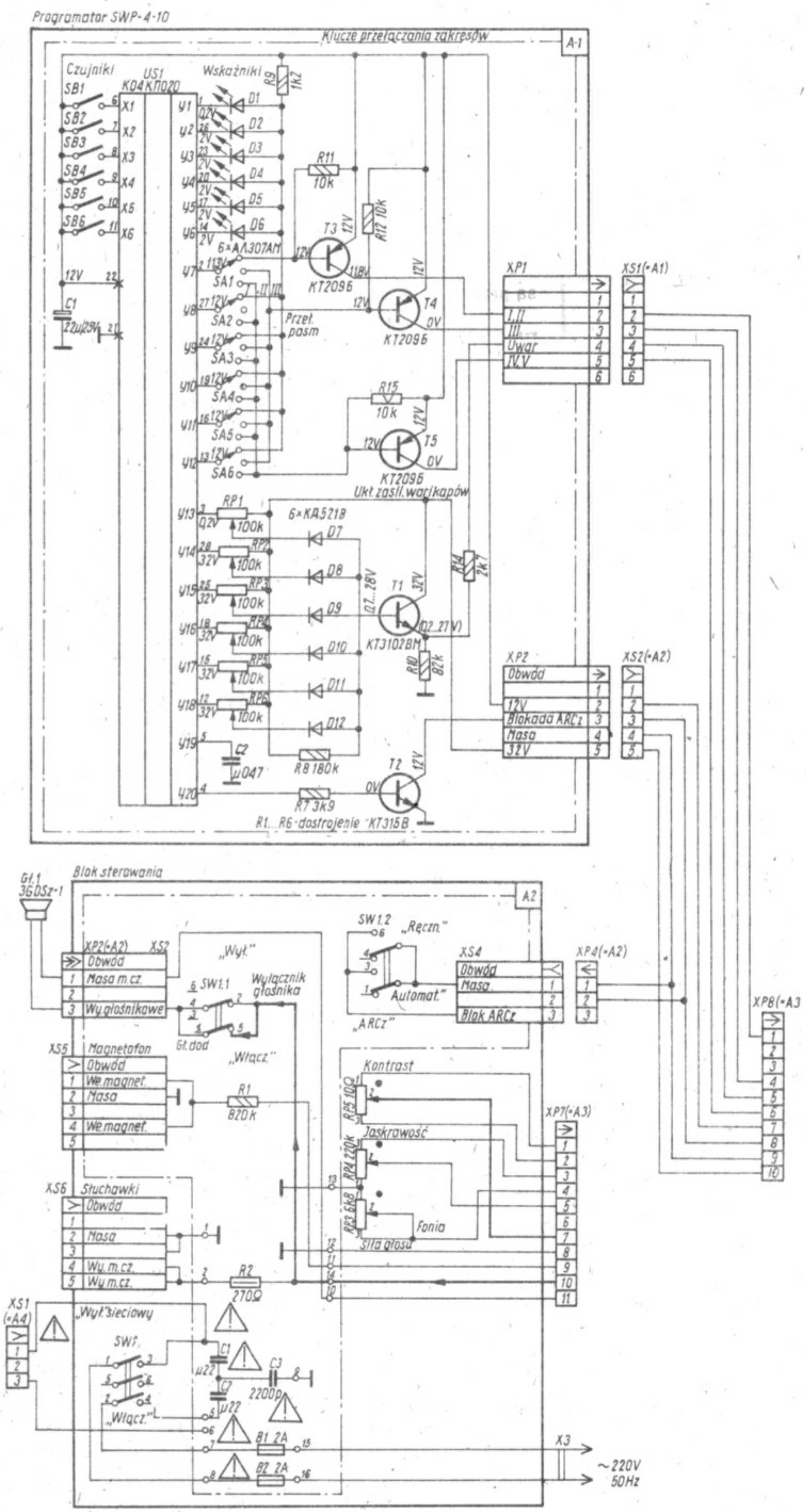
Ustalenie się warunków pracy, włączanie i wyłączanie tyrystora 4Th1 oraz tranzytora 4T3 określają trzy napięcia:

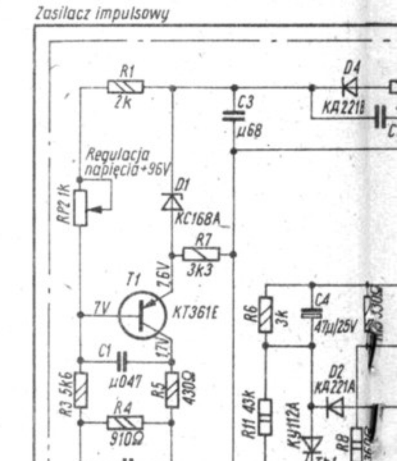
- spadek napięcia na rezystorze 4R15 powodowany przez prąd kolektora tranzystora 4T3,
- spadek napięcia na rezystorze 4R4 wynikający z prądu rozładowania kondensatora 4C9 przez układ 4 (R8, R4).
- spadek napięcia na rezystorze 4R4 wskutek przepływu prądu kolektora tranzystora 4T1.

Tranzystor 4T1 przewodzi, gdy napięcia na uzwojeniach wtórnych transformatora 4Tr1 osiągają wartość nominalną. Jednocześnie napięcie na odczepach 17 i 15 osiąga wartość taką, przy której napięcie na bazie tranzystora 4T1 określone dzielnikiem 4 (R1, RP2, R3) będzie mniejsze niż napięcie na emiterze tranzystora 4T1 stabilizowane przez elementy 4 (D1, R7). Prąd kolektora tranzystora 4T1 płynie w obwodzie: odczep 15 rezystor 4R12, dioda 4D4, złącze emiter-kolektor tranzystora 4T1, rezystory 4 (R5, R4), odczep 17.

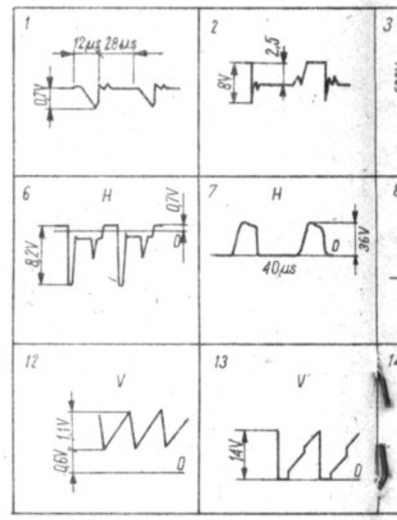
Napięcie na rezystorze 4R4 jest dołączane do bramki tyrystora 4Th1. W ten sposób zmieniając napięcie na bazie trynzystora 4T1 potencjometrem RP2, zmienia się prąd płynący przez rezystor 4R5 oraz moment otwarcia tyrystora 4Th1. Zmienia to czas otwarcia tranzystora 4T3 i jego prąd kolektora, przez co zmienia się wielkość napięcia wyjściowego.

Układ ten jest wykorzystywany do stabilizacji napięć wyjściowych. Przy wzroście napięcia sieci lub zmniejszeniu się prądu obciążenia zwiększają się wszystkie napięcia na wyjściu transformatora 4Tr1, a tym samym na odczepach 15 i 17 uzwojenia sprzężenia zwrotnego. Zwiększa się napięcie na kondensatorze 4C3, co wywołuje zmniejszenie napięcia bazy

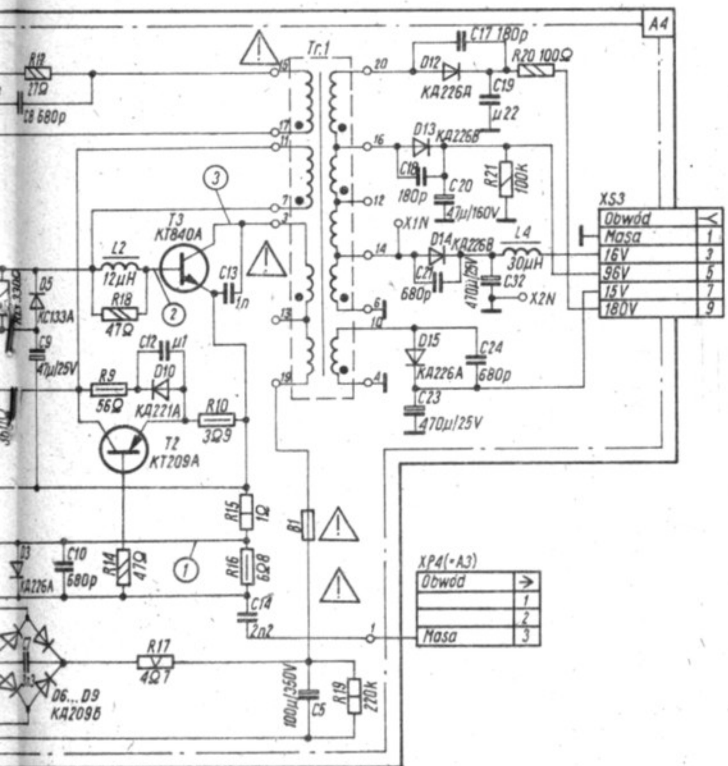


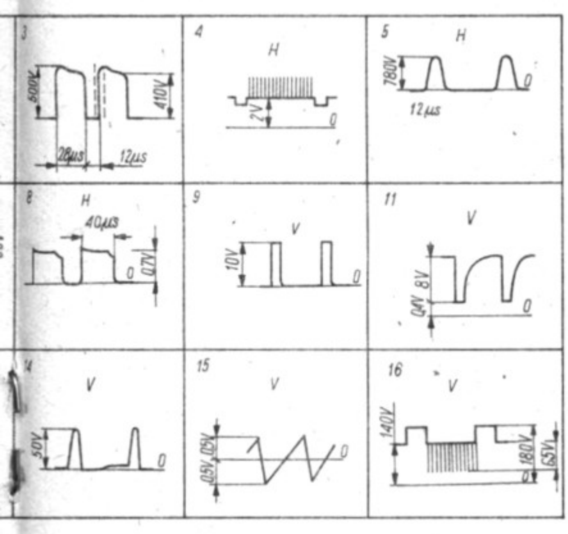


Rys. 4. Schematy programatora, bloku sterowania i zasilacza impulsowego



Rys. 5. Przebiegi napięciowe w odbiorniku





w stosunku do napięcia na emiterze tranzystora 4T1, rośnie prąd jego kolektora wywołując wzrost spadku napięcia na rezystorze 4R4 i szybsze włączenie tyrystora 4Th1. Tranzystor 4T3 przewodzi krócej, co prowadzi do zmniejszenia napięć wyjściowych.

Zmniejszenie napięcia sieci powoduje odwrotny przebieg zjawisk opisanych wyżej.

Przy zwarciu w obwodach wtórnych lub przy braku obciążenia tyrystor 4Th1 po zatkaniu tranzystora 4T3 jest włączony i układ nie wzbudzi się.

Do regulacji prądu bazy tranzystora 4T3 jest wykorzystywany stopień regulacyjny wykonany z tranzystorem 4T2. Pracuje on w następujący sposób. W czasie nasycenia tranzystora 4T3 jego prąd kolektora płynie w obwodzie: plus 4C15, odczepy 19 i 3 transformatora 4Tr1, tranzystor 4T3, elementy 4 (R15, R16, D3), minus 4C15. Prąd płynący przez rezystory 4 (R15, R16) w wyniku istnienia w tym obwodzie indukcyjności (odczepy 19 i 3 transformatora 4Tr1) rośnie piłokształtnie, tak samo rośnie spadek napięcia na tych rezystorach. W początkowym okresie narastania prądu kolektora prąd bazy płynie w obwodzie: odczep 7, dławik 4L2, złącze baza-emiter tranzystora 4T3, rezystor 4R10, dioda 4D10, rezystor 4R9; odczep 12 transformatora 4Tr1. Gdy spadek napięcia na rezystorach 4 (R15, R16) osiągnie wartość 0,5 V, nastąpi otwarcie tranzystora 4T2 i w obwodzie 4R10, 4T2 zaczyna płynąć prąd bazy.

Przebiegi napięciowe w różnych punktach układu odbiornika są przedstawione na rys. 5.

Blok sterowania (A2)

Blok sterowania (A2) — rys. 4. — umożliwia wykonanie podstawowych regulacji odbiornika: jaskrawości, kontrastu i siły dźwięku, a także włączanie i wyłączanie telewizora, włączanie i wyłączanie głośnika, włączanie i wyłączenie ARCz, dołączenie magnetofonu i słuchawek.

Zespół programujący SWP 4-10 (A1)

Zespół programujący SWP 4-10 (rys. 4) umożliwia przełączenie głowic SK-M-24-2S i SK-D-24-S na odbiór dowolnego z programów w zakresie UHF lub VHF. Naciśnięcie jednego z sześciu przycisków powoduje przełączenie telewizora na wybrany program, zaczyna świecić wskaźnik odpowiedniego programu i jednocześnie jest oświetlony numer wybranego programu. Z obwodów wstępnego dostrajania do wyjścia programatora jest doprowadzane wcześniej ustawione napięcie, które dostraja głowicę na określony kanał.

Zespół SWP 4-10 składa się z czujników (zwieraczy) 1(SB1÷SB6), przełącznika programów 1US1, wskaźników (LED) 1-HL1÷1-HL6, przełączników zakresów 1(SA1÷SA6), klucza, przełącznika zakresów 1(T3÷T5), układu zasilania warikapów 1(R1÷R6), diod 1(D7÷D12), wtórnika emiterowego 1T1 oraz klucza wyłączenia ARCz 1T2.

Układ scalony 1US1 jest elektronicznym przełącznikiem sekcji. Pierwsze włączenie telewizora powoduje ustawienie układu 1US1 w stanie odpowiadającym włączeniu pierwszej sekcji, zaświeca się dioda LED 1HL1, przez którą płynie prąd w obwodzie: źródło +12 V (zestyk 2 złącza XP2), rezystor 1R9, dioda LED 1HL1, wyjście 1 układu 1US1, masa. Jednocześnie zaczyna płynąć prąd bazy jednego z tranzystorów 1(T3÷T5) w zależności od położenia przełącznika zakresów pierwszej sekcji 1SA1. Jeżeli przełącznik 1SA1 znajduje się w położeniu I–II, zaczyna płynąć prąd bazy tranzystora 1T3 w obwodzie: źródło +12 V, złącze emiter- baza 1T3, przełącznik 1SA1, wyjście 2 układu 1US1, masa. Tranzystor 1T3 wchodzi w stan nasycenia, napięcie +12 V z jego kolektora jest doprowadzane do zestyku 2 złącza XP1. Jeśli przełącznik 1SA1 znajduje się w położeniu III lub IV–V, w analogiczny sposób otwierają się odpowiednio tranzystory 1T4 lub 1T5, napięcie +12 V pojawia się odpowiednio na zestykach złącza XP1-3 lub 5.

Po włączeniu pierwszej sekcji wyjście 3 układu 1US1 zostaje dołączone do masy przez nasycony tranzystor wewnątrz układu 1US1. W wyniku tego, przez potencjometr 1R1 zaczynają płynąć prądy:

— w obwodzie: źródło zasilania 12 V (zestyk 5 złącza XP2), rezystor 1R1, wyjście 3 układu 1US1, masa;

— w obwodzie: źródło zasilania 31 V, rezystor 1R8, dioda 1D7, rezystor 1R1, wyjście 3 układu 1US1, masa.

Położenie suwaka potencjometru 1R1 określa wówczas na-

pięcie na bazie tranzystora 1T1. Tranzystor 1T1 w układzie wtórnika emiterowego służy do zmniejszania rezystancji wyjściowej układu zasilania warikapów. Z jego emitera napięcie, określone położeniem suwaka potencjometru 1RP1, jest doprowadzane przez rezystor 1R14 do zestyku 4 złącza XP1.
W rezultacie włączenia pierwszej sekcji do odpowiedniego styku złącza XP1 jest doprowadzane napięcie włączające zakres, określone położeniem przełącznika 1SA1, a do styku 4 złącza XP1 jest doprowadzane napięcie warikapowe, określone położeniem suwaka potencjometru 1RP1. Przy każdym przełączeniu sekcji startuje uniwibrator (końcówki 4 i 5 układu 1US1), jego zadziałanie powoduje pojawienie się na końcówce 4 układu 1US1 dodatniego impulsu o amplitudzie 5 V i czasie trwania min. 300 ms. Impuls ten wymusza prąd bazy normalnie zatkanego tranzystora 1T2, który płynie w obwodzie: końcówka 4 układu 1US1, rezystor 1R7, złącze baza-emiter tranzystora 1T2, masa. Tranzystor 1T2 otwiera się, łączy z masą styk 3 złącza XP2, po czym znowu zatyka się. Otrzymany w ten sposób impuls blokuje układ ARCz w telewizorze na czas przełączania programów. Telewizor Foton 234 jest zbudowany z elementów i podzespołów wykorzystywanych także w sprzedawanych na naszym rynku telewizorach kolorowych Elektron 280D, 380D i pochodnych.

Preselektor 0,1÷30 MHz cd. ze str. 14

Filtr „m" przybiera obecnie postać jak na rys. 5, zaś po zsumowaniu

$$L_s = L_1 + L'_1 \qquad C_s = \frac{C_1 \cdot C'_1}{C_1 + C'_1}$$

otrzymujemy ostateczny układ elektryczny filtru przedstawiony na rys. 6.
Dla przykładu obliczymy filtr pasmowo-przepustowy 3÷6 MHz. Celem zachowania postulatu, aby na styku charakterystyki przenoszenia z filtrami sąsiednimi tłumienie nie przekraczało 1,5 dB założono:

$$f'_o = 2{,}8\ \text{MHz} \qquad f''_o = 6{,}4\ \text{MHz}$$

$$R_c = Z_c = 50\ \Omega \qquad m = 0{,}6 \qquad f''_o - f'_o = 3{,}6$$

$$f'_o \cdot f''_o = 17{,}92 \qquad \frac{1-m^2}{4m} = 0{,}267 \qquad \frac{4m}{1-m^2} = 3{,}73$$

$$L_1 = \frac{50}{\pi \cdot 3{,}6} = 4{,}421\ \mu\text{H} \qquad C_1 = \frac{3{,}6}{4\pi \cdot 17{,}96 \cdot 50} = 319{,}7\ \text{pF}$$

$$L_2 = \frac{50 \cdot 3{,}6}{4\pi \cdot 17{,}96} = 0{,}779\ \mu\text{H} \qquad C_2 = \frac{1}{\pi \cdot 3{,}6 \cdot 50} = 1768\ \text{pF}$$

$$L'_1 = 4{,}421 \cdot 0{,}6 = 2{,}653\ \mu\text{H} \qquad C'_1 = \frac{319{,}7}{0{,}6} = 532\ \text{pF}$$

$$L'_2 = \frac{0{,}779}{0{,}6} = 1{,}298\ \mu\text{H} \qquad C'_2 = 1768 \cdot 0{,}6 = 1060\ \text{pF}$$

$$L'_3 = 4{,}421 \cdot 0{,}267 = 1{,}18\ \mu\text{H} \qquad C'_3 = 319{,}7 . 3{,}73 = 1192\ \text{pF}$$

$$L_s = 4{,}421 + 2{,}652 = 7{,}073\ \mu\text{H} \qquad C_s = \frac{319{,}7 \cdot 532}{319{,}7 + 532} = 199{,}6\ \text{pF}$$

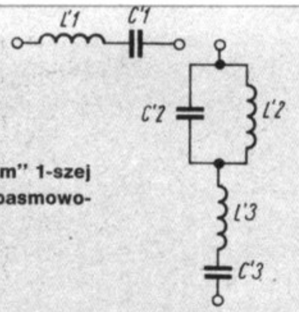
W celu sprawdzenia obliczeń:

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{Lx \cdot Cx}} = f_r = \sqrt{f'_o - f''_o} = 4{,}233\ \text{MHz}$$

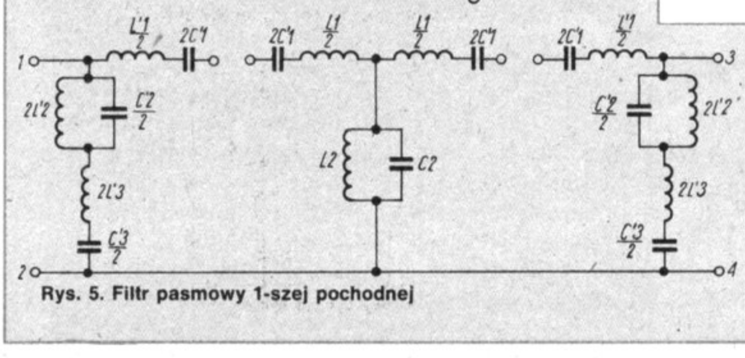
Obliczenia wartości elementów L i C pozostałych filtrów nie powinny nastręczać trudności. Dla ułatwienia pracy wartości L i C wszystkich filtrów zostały ujęte w tablicy.
Każdy filtr jest umieszczony na oddzielnej płytce drukowanej o wymiarach 60×85 mm, z wyjątkiem filtrów 0,1÷3 i 3÷6 MHz, które są zmontowane na wspólnej płytce drukowanej o wymiarach 105×85 mm, tworzącej rodzaj podstawy. Płytka ta

Dane techniczne filtrów preselektora

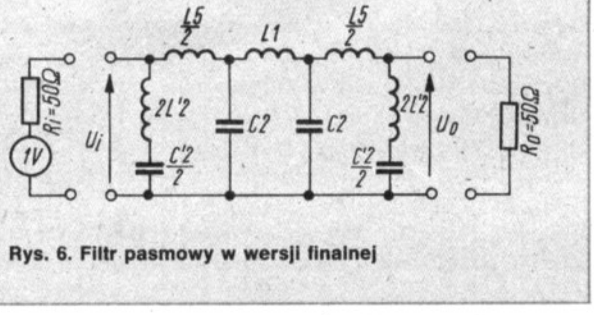
MHz												
Zakresy	f'_o	f''_o	f_r	$\frac{L_s}{2}$	$2C_s$	$2L'_2$	$\frac{C'_2}{2}$	$2L'_3$	$\frac{C'_3}{2}$	L_2	C_2	
0,1÷3			3,35	3,8		2,53						μH
							570				1900	pF
3÷6	2,8	6,4	4,23	3,53		2,60		2,36		0,78		μH
					400		530		596		1770	pF
6÷10	5,6	10,7	7,74	2,5		1,13		1,67		0,34		μH
					169		375		252		1250	pF
10÷16	9,3	17,0	12,57	1,65		0,65		1,11		0,194		μH
					97		248		145		826	pF
16÷23	15,0	24,5	19,17	1,34		0,34		0,90		0,103		μH
					51,5		201		76,5		670	pF
23÷30	21,6	32,0	26,29	1,23		0,20		0,82		0,06		μH
					30		184		45		6,12	pF



Rys. 4. Ogniwo „m" 1-szej pochodnej filtru pasmowo-przepustowego



Rys. 5. Filtr pasmowy 1-szej pochodnej



Rys. 6. Filtr pasmowy w wersji finalnej

ma cztery rzędy podłużnych — podwójnych szczelin,do których są wsunięte pionowo pozostałe cztery filtry, swoimi występami. Między pionowo ustawionymi filtrami umieszczono przełączniki obrotowe służące do kolejnego włączania pożądanego filtru. Koncepcję konstrukcji zestawu płytek z przełącznikiem przedstawiono na rys. 7.

Z wyjątkiem cewek L_2 wszystkie pozostałe cewki nawinięto na pierścieniowych rdzeniach ferrytowych ∅ 10 × ∅ 6 × 4 mm. Do zakresu częstotliwości 16 MHz użyto rdzeni Polfer U 31, dla większych zakresów U 11.

Wszystkie cewki nawinięto drutem nawojowym DNE 0,2 przy czym dla dolnych zakresów częstotliwości użyto po cztery druty nawojowe równolegle — nieznacznie tylko skręcone, dla wyższych zakresów po pięć lub sześć równoległych drutów. Na przykład cewka $L_s/2$ dla zakresu częstotliwości 3 ÷ 6 MHz zawiera 16 zwojów 4 × 0,2 DNE na rdzeniu U 31, zaś $2L_3$ zawiera 13 zwojów. Przez rozsunięcie cewki na rdzeniu pierścieniowym, lub wzajemne zsunięcie zwojów cewki na rdzeniu można spowodować nieznaczną zmianę indukcyjności cewki.

Cewki L_2 obwodu równoległego wykonano jako jednowarstwowe cewki cylindryczne, nawinięte na korpusie polistyrenowym z wkręcanym rdzeniem ferrytowym U 11. W ten sposób unika się nasycenia rdzenia ferrytowego, a zatem zmniejszenie „IP" = (Interception Point). Przykładowo: cewka L_2 zakresu 3 ÷ 6 MHz zawiera 9 zwojów drutu ∅ 1 Cu/Ag, a jej wymiary wynoszą ∅ 14,5 × 12,5 × 16 mm. Dla większych zakresów częstotliwości stosuje się grubszy drut i przykładowo: cewka L_2 zakresu 23 ÷ 30 MHz zawiera 4 zwoje drutu ∅ 2 Cu/Ag. Jej wymiary, to ∅ 9 × ∅ 13 × 15 mm.

Dostrojenie indukcyjności każdej z cewek można dokonać za pomocą dobrego Q-metru, przy czym wielkie „dobroci" 180 ÷ 200 przy ich częstotliwościach rezonansowych f_r są bardzo pożądane. Wielka dobroć cewek oznacza znikome tłumienie sygnału w pasmie przepustowości i prostoliniową charakterystykę częstotliwości do krańców pasma częstotliwości danego zakresu.

Są pewne trudności w uzyskaniu wielkich dobroci cewek L_2 obydwóch najwyższych zakresów czestotliwości. Można tu wykonać cewki o podwójnej liczbie zwojów, zmniejszając 4-krotnie pojemność kondensatorów C_2 i przyłączając obwody $L_s - C_s$ do odczepu połowy zwojów cewki L_2.

Dla wszystkich filtrów należy stosować wyłącznie kondesatory styrofleksowe. Nie powinno być trudności w uzyskaniu odpowiednich pojemności przez łączenie równoległe kilku kondensatorów. Należy jednak pamiętać, aby kondesatory wlutować do układu z możliwie krótkimi końcówkami w celu wyeliminowania niepożądanych rezonansów szeregowych, indukcyjności końcówek kondensatora z jego pojemnością. Następstwem takiego zjawiska byłoby zmniejszenie tłumienności filtru w zakresie częstotliwości lustrzanych.

Należy bezwzględnie wszystkie obwody L—C pojedynczo zestroić do częstotliwości rezonansowej f_r. Jest to czynność niezwykle ważna. Posługujemy się tutaj Grid-dip-metrem i sprzężonym z nim częstościomierzem cyfrowym. W ten sposób zestrajamy zarówno obwody z cewkami cylindrycznymi jak i z cewkami nawiniętymi na rdzeniach pierścieniowych. Te ostatnie należy dosunąć jak najbliżej cewki Grid-dip-metra. Obwody szeregowe łączymy na czas pomiaru jako obwody równoległe.

Po oddzielnym zestrojeniu wszystkich obwodów danego filtru umieszczamy je na płytce drukowanej, łącząc w całość.

Następną czynnością jest pomiar parametrów technicznych kompletnego filtru, a mianowicie:

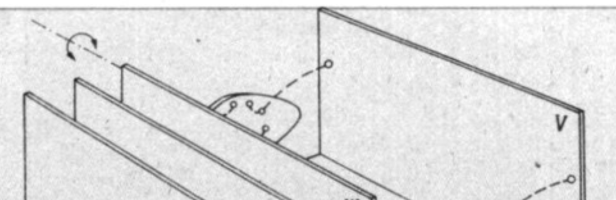
1) charakterystyka częstotliwości filtru w pasmie przepustowym oraz stromy spadek charakterystyki poza zakresem przepustowości filtru;

2) impedancja wejściowa filtru zarówno w pasmie przepustowości jak i na jego brzegach;

3) tłumienie filtru dla zakresu częstotliwości lustrzanych.

Na rys. 8 przedstawiono układ blokowy zestawu pomiarowego filtrów. Połączenia między poszczególnymi urządzeniami zestawu pomiarowego należy wykonać możliwie krótkimi odcinkami przewodu współosiowego.

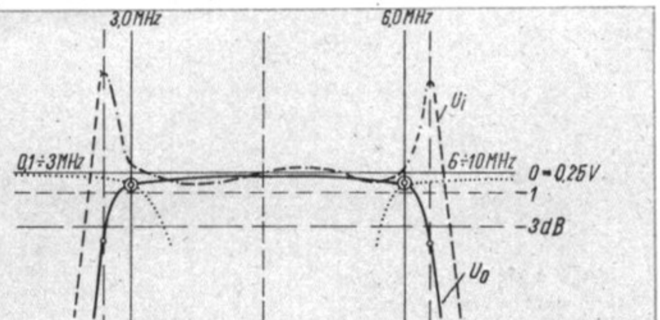
Na rys. 9 przedstawiono wynik pomiaru filtru 3 ÷ 6 MHz. Linie punktowane informują nas o zazębianiu się przebiegu charakterystyk przepustowości filtrów sąsiadujących. Tłumienie filtrów w całym zakresie częstotliwości nie przekracza wartości 1,5 dB.



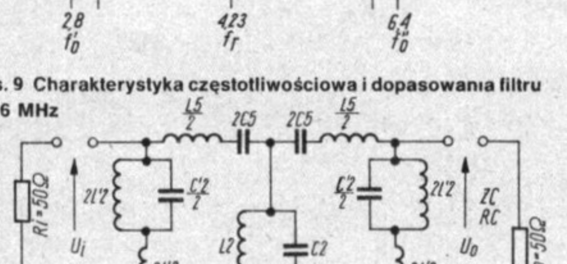
Rys. 7. Koncepcja konstrukcji zestawu płytek drukowanych preselektora



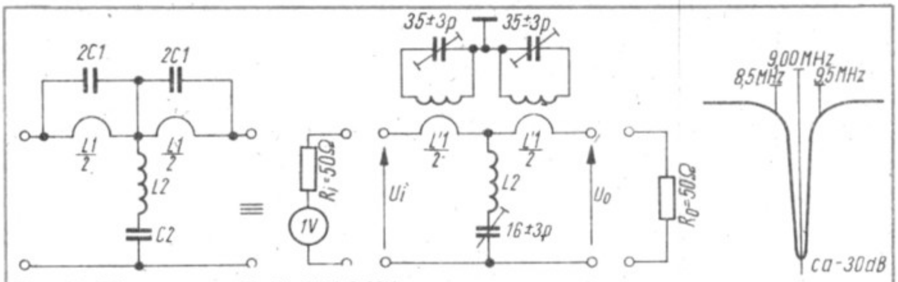
Rys. 8. Układ pomiarowy filtrów



Rys. 9 Charakterystyka częstotliwościowa i dopasowania filtru 3 – 6 MHz



Rys. 10. Filtr dolnoprzepustowy 0,1 ÷ 3 MHz

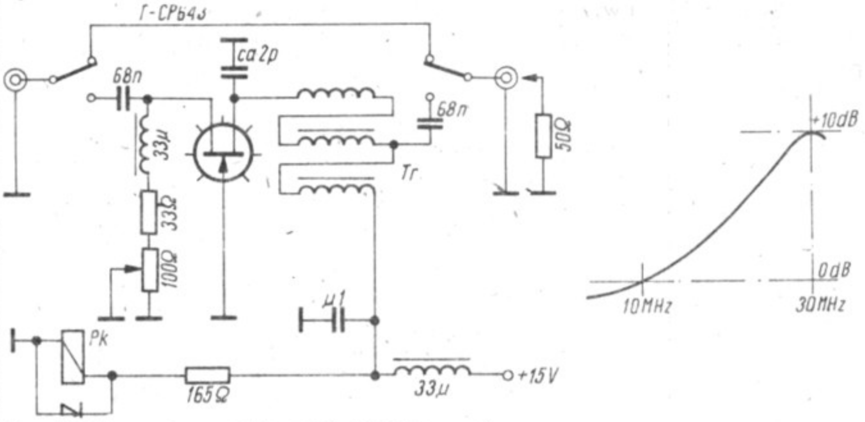


Rys. 11. Filtr zaporowy (Notch filtr) 9 MHz

$\frac{L_1}{2}$ = 25 zw. 0,2 DNE + 1 zw 0,5 DNE JJ

Polfer 10⌀ × 6⌀ × 4 mm U31; L = ca 7 µH, Q = 180,

L_2 = 40 zw 0,2 DNE JJ Polfer 10⌀ × 6⌀ × 4 mm F81; L = ca 19 µH, Q = 200



Rys. 12. Wzmacniacz wejściowy 10 – 30 MHz

T_r — 3 × 4 zw. 0,2 DNE JJ Polfer 10⌀ × 6⌀ × 4 mm U31, L = 3 µH, Q = 160

U_i informuje nas o impedancji wejściowej Z_i filtru (generator PG 19 o $R_i = 50\ \Omega$). W pasmie przepustowym filtry wykazują dopasowanie (wartość rzeczywista) 50 Ω, na krańcach charakterystyki wykazują własności indukcyjne lub pojemnościowe ze zmianami fazy. Tłumienie częstotliwości lustrzanych wynosi 75 dB w dolnych zakresach częstotliwości i zmniejsza się do 60 dB dla filtru 23 ÷ 30 MHz.

Odporność intermodulacyjna filtrów jest w pełni wystarczająca. „IP" odbiornika bez filtrów jak i po dołączeniu filtrów nie zmienia się.

Nieco inaczej jest skonstruowany filtr dolnoprzepustowy 0,1 ÷ 3 MHz (schemat na rys. 10). Podaję już w skrócie wzory do obliczenia filtru dolnoprzepustowego, zaś wartości L i C znaleźć można w tablicy.

$$R_c = 50\ \Omega \qquad f_r = 3{,}35\ \text{MHz}$$

$$L_1 = \frac{R_c}{\pi \cdot f_r} = \frac{50}{3{,}14 \cdot 3{,}35} = 4{,}75\ \mu\text{H} \qquad C_2 = \frac{1}{\pi \cdot f_r \cdot R_c}$$

$$L'_1 = m \cdot L_1 \qquad L'_2 = 0{,}267 \cdot L_1 \qquad C'_2 = m \cdot C_2$$

W komorze pod preselektorem [4] umieszczono filtr zaporowy 9 MHz, który uniemożliwia przenikanie sygnału 9 MHz od wejścia antenowego przez mieszacz SRA 3 H do toru p.cz. Filtr ten wnosi duże tłumienie, rzędu 30 dB dla częstotliwości 9 MHz ± 5 kHz, natomiast poniżej 8,5 MHz oraz powyżej 9,5 MHz tłumienie powinno być już bardzo małe. Zadanie takie spełnia filtr zaporowy (Notch-filter — filtr dziura) w układzie stałego współczynnika „k". Jak wynika z rys. 11 i odpowiednich wzorów, obwody wzdłużne powinny się składać z bardzo małych indukcyjności i bardzo dużych pojemności:

$$f'_o = 8{,}9\ \text{MHz} \qquad f''_o = 9{,}1\ \text{MHz} \qquad f''_o - f'_o = 0{,}2 \qquad f'_o \cdot f''_o = 80{,}99$$

$$L_1 = \frac{(f''_o - f'_o) \cdot R_c}{\pi \cdot f'_o \cdot f''_o} = \frac{0{,}2 \cdot 50}{\pi \cdot 81} = 0{,}04\ \mu\text{H}$$

$$C_1 = \frac{1}{4\pi(f''_o - f'_o) \cdot R_c} = \frac{1}{4\pi \cdot 0{,}2 \cdot 50} = 8000\ \text{pF}$$

$$L_2 = \frac{R_c}{4\pi\,(f''_o - f'_o)} = \frac{50}{4\pi \cdot 0{,}2} = 19\ \mu\text{H}$$

$$C_2 = \frac{f''_o - f'_o}{\pi \cdot f'_o \cdot f''_o \cdot R_c} = \frac{0{,}2}{\pi \cdot 81 \cdot 50} = 16\ \text{pF}$$

Utrudnia to w sposób zasadniczy dostrojenie filtru dokładnie do 9 MHz (brak trymerów odpowiednio dużych pojemności). Zastosowano więc transformację dopasowania w stosunku $1:25^2$, co umożliwia wykorzystanie ogólnie dostępnych ceramicznych trymerów 3 ÷ 35 pF. Nieznaczne rozbieżności w obliczeniach wynikają z niedoskonałości sprzężenia obydwóch uzwojeń $L'_1/2$. Podczas odbioru sygnał z wejścia antenowego jest doprowadzony przez filtr zaporowy do wejścia preselektora, natomiast przy nadawaniu zestyki przekaźnika przełączają preselektor bezpośrednio na tor wejściowy nadajnika.

Na tym byłby zakończony opis preselektora. W obudowie bloku I znajduje się jeszcze wzmacniacz, który można włączyć między preselektor a mieszacz SRA 3H [1]. Zadaniem tego przedwzmacniacza jest poprawienie stosunku $\frac{S+N}{N}$, czyli stosunku sygnału użytecznego + szumy do sygnału szumów [8]. Jak wiemy szumy anteny przy odbiorze sygnałów w zakresie dolnych pasm fal krótkich, a więc 3,5 i 7 MHz są stosunkowo duże i nie ma potrzeby zwiększania czułości odbiornika, natomiast powyżej 10 MHz szumy te stopniowo maleją i wzrost wzmocnienia toru wejściowego odbiornika jest już uzasadniony.

Wzmacniacz taki powinien wnosić minimalne szumy własne, wykazywać dużą odporność intermodulacyjną, a więc duże „IP", zaś jego charakterystyka wzmocnienia powinna, począwszy od 10 MHz, bieżąco narastać o 10 dB dla 30 MHz. Zadanie takie spełnia jednostopniowy wzmacniacz z dopasowanym wejściem i wyjściem do impedancji 50 Ω, włączany w tor odbiornika za pomocą przekaźnika P_k jak to przedstawiono na rys. 12. Należy pamiętać, że 10 dB wzmocnienia sygnału przed mieszaczem SRA 3H powoduje zmniejszenie „IP" całego odbiornika również o 10 dBm. Ponieważ jednak wzmacniacz ten jest używany tylko przy odbiorze bardzo słabych sygnałów, przede wszystkim w pasmie 28 MHz, niedostatek ten nie jest szczególnie uciążliwy.

LITERATURA

[1] Kaniut G.P. SP9RG: Nowoczesny odbiornik radiokomunikacyjny 0,1 ÷ 30 MHz. „Radioelektronik" nr 5/1988.
[2] Martin M. DJ7VY: Intermodulationsfester Preselektor. 1,5 ÷ 30 MHz. „cq-DL" nr 7/1984
[3] Węglewski J. SP5WW: Zespół filtrów pasmowych KF „Radioelektronik" nr 9/1987
[4] Kaniut G.P. SP9RG: Oscylator przemiany częstotliwości. „Radioelektronik" nr 8/1988
[5] Kaniut G.P. SP9RG: Układ PLL oscylatora przemiany częstotliwości. „Radioelektroik" nr 12/1988
[6] Shea T.E.: Transmission Networks and Wave Filters
[7] Żyszkowski Zb.: Zarys układów przenoszenia. PIT 1950
[8] Kaniut G.P. SP9RG: Szumy własne urządzeń radiokomunikacyjnych. „Radioelektronik" nr 12/1987
[9] Kaniut G.P. SP9RG: Ein Preselektor 0,1 ÷ 30 MHz. „cq-DL" nr 10/1986

□

Monolityczna przetwornica napięcia

W zakładach VEB Mikroelektronik Frankfurt/Oder (NRD) uruchomiono produkcję bardzo popularnego w świecie układu scalonego — monolitycznej (CMOS) przetwornicy napięcia stałego typu 7660. Układ ten, mający oznaczenie U7660DC, jest odpowiednikiem układu firmy Intersil-ICL7660 oraz układów firm Maxim, Siliconix i Teledyne. Firma Linear Technology stosuje dla tego układu oznaczenie LTC1044.

U7660DC jest produkowany w plastykowej obudowie DIL o układzie wyprowadzeń jak na rys. 1. Zasada pracy układu jest przedstawiona na rys. 2.

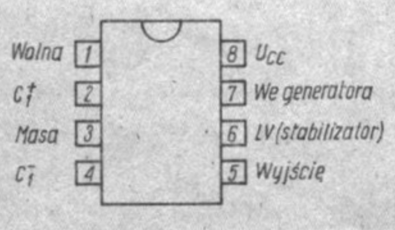
Podwajacz napięcia składa się z przełączników S1÷S4 oraz kondensatorów C1 i C2. Obie pary przełączników są sterowane w przeciwnych fazach przez inwerter. W pierwszej fazie cyklu pracy przełączniki S1 i S3 są zwarte, przełączniki S2 i S4 są otwarte; kondensator C1 ładuje się do napięcia wejściowego U_{we}. W następnej fazie następuje otwarcie przełączników S1 i S3 i zwarcie przełączników S2 i S4 — dodatnia elektroda kondensatora C1 zostaje uziemiona, a elektroda ujemna zostaje połączona z kondensatorem C2. Ładunek z kondensatora C1 przepływa do kondensatora C2, na którym pojawia się teraz napięcie ujemne względem masy. Cykl ładowania i przeładowywania powtarza się dopóty, dopóki napięcie na kondesatorze C2 nie będzie równe napięciu wejściowemu ale z przeciwnym znakiem. Schemat blokowy układu U7660DC jest przedstawiony na rys. 3.

Ciąg impulsów sterujących inwerter jest wytwarzany przez generator RC i dzielony przez dzielnik częstotliwości 2:1. Układ logiki przełączania określa najniższy poziom napięcia występującego w układzie i zapewnia zasilanie podłoży tranzystorów nMOS napięciem o odpowiedniej wartości, przyłączonym w kierunku zaporowym. Takie rozwiązanie zapobiega zablokowywaniu się układu (latch-up).

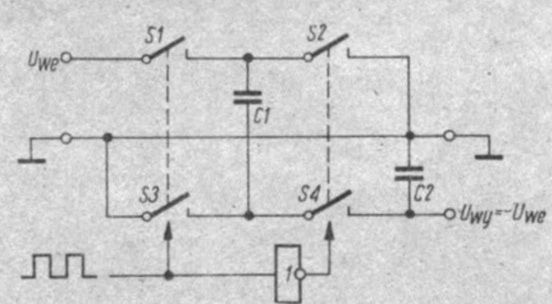
Układ U7660DC może być zasilany napięciem nie przekraczającym +10,5 V. Dla napięć zasilających nie przekraczających 5,5 V układ jest całkowicie odporny na zwarcie wyjścia, lecz napięcie wejściowe nie może wtedy być niższe od −0,3 V i wyższe od U_{cc} +0,3 V. Moc strat wynosi 300 mW, a zakres temperatur pracy 0÷70°C. Przy niskich napięciach zasilania (do 4 V) zaleca się zwieranie wyjścia stabilizatora (punkt LV, końcówka 6) do masy.

Przy napięciach zasilania powyżej 6 V wymaga się z kolei włączania szeregowo z wyjściem (końcówka 5) diody Dx zapobiegającej zjawisku „latch-up", co jednak obniża napięcie wyjściowe o spadek napięcia na tej dziodzie. Warto zaznaczyć, że odpowiedniki firmy Maxim i Linear Technology tego nie wymagają.

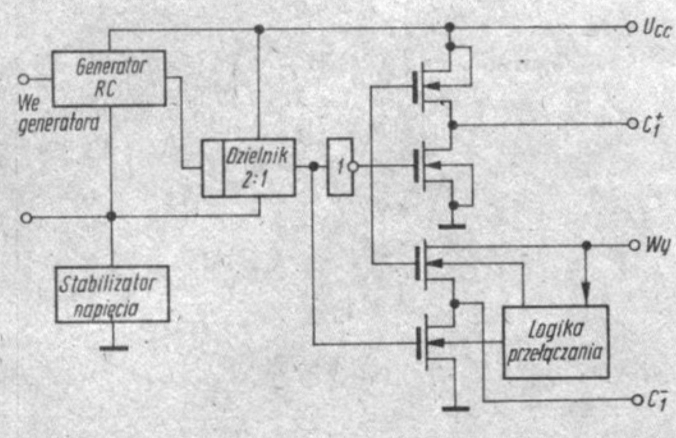
Jako układ CMOS jest to układ niskoprądowy, a jego rezystancja wyjściowa wynosi średnio 55 Ω, maksymalnie 100 Ω. Sprawność przetwarzania napięcia wynosi typowo 99,9% bez obciążenia, a sprawność przetwarzania mocy — typowo 95% przy prądzie obciążenia 2 mA.



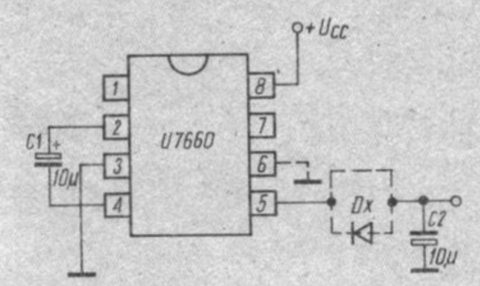
Rys. 1. Schemat wyprowadzeń układu scalonego U7660DC



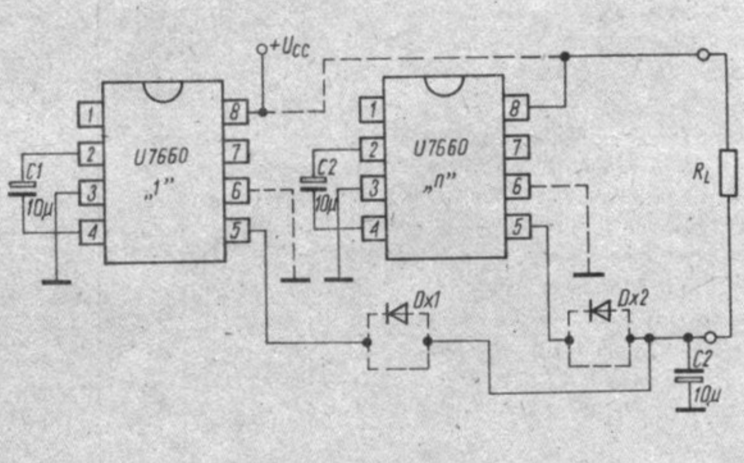
Rys. 2. Zasada pracy układu jako inwertera napięcia



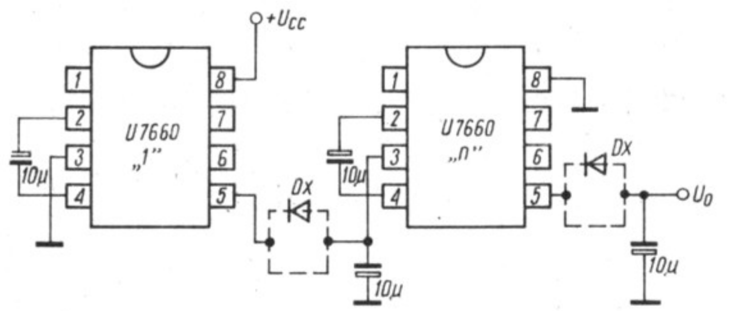
Rys. 3. Schemat blokowy układu U7660DC



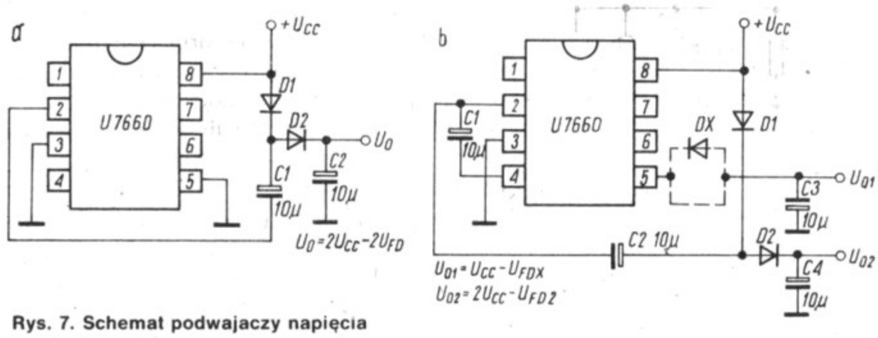
Rys. 4. Schemat prostego inwertera napięcia



Rys. 5. Schemat równoległego łączenia inwerterów



Rys. 6. Schemat powielacza napięcia wyjściowego ujemnego



Rys. 7. Schemat podwajaczy napięcia
a — napięcia dodatniego,
b — napięcia dodatniego z dodatkowym napięciem wyjściowym ujemnym, nie podwojonym

Podstawowym układem pracy układu scalonego U7660DC jest inwerter napięcia przetwarzający napięcie dodatnie na ujemne (rys. 4). Uzyskanie napięcia ujemnego wymaga dołączenia tylko dwóch kondensatorów, a przy napięciu zasilania przekraczającym 6,5 V — jeszcze jednej diody. Łącząc równolegle n układów inwertera (rys. 5) można uzyskać n-krotne zmniejszenie rezystancji wyjściowej. Łącząc inwertery szeregowo (ale nie więcej niż 10) jak na rys. 6, uzyskuje się powielacz napięcia o napięciu wyjściowym równym:

$$-U_o = -n \cdot (U_{cc} - U_{FD}) \quad \text{dla } U_{cc} \geqslant 6{,}5\ \text{V}$$

przy czym U_{FD} jest spadkiem napięcia na dziodzie D

lub

$$-U_o = -n \cdot U_{cc} \quad \text{dla } U_{cc} = 2 \div 6{,}5\ \text{V}.$$

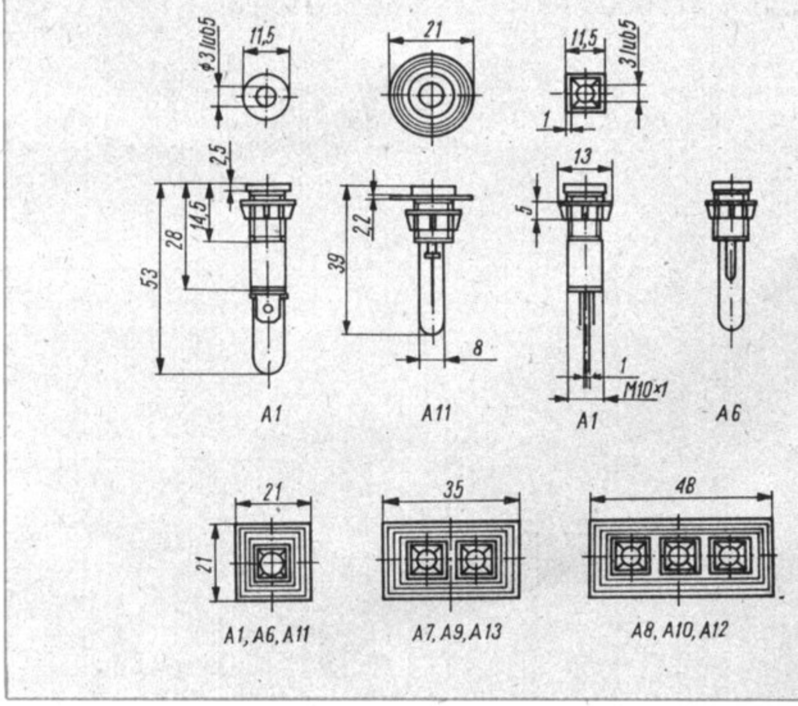
W nieco bardziej „skomplikowanym" układzie można uzyskać podwajanie napięć dodatnich (rys. 7a) lub jedno napięcie ujemne wraz z podwojonym napięciem dodatnim (rys. 7b).

Układ taki jest potrzebny i u nas. Jak długo można stosować podzespoły z lat sześćdziesiątych? *(lk)*

Lampki kontrolne „Action"

W sklepach Centralnej Składnicy Harcerskiej znajdują się w sprzedaży diodowe lampki kontrolne firmy „Action". Są to LEDy umieszczone w czarnych , polistyrenowych obudowach o różnych kształtach i rozmiarach (rys. obok), wyposażone w odpowiedni rezystor. Lampki są przystosowane do zasilania napięciem stałym od 2 do 14 V. Użyte diody mają kolor świecenia czerwony, zielony lub żółty oraz średnicę 3 lub 5 mm. Temperatura pracy lampek „Action" wynosi −40°C do +70°C.

Lampki typu A1, A7, A8, A11, A12 i A13 są wykonywane na napięcie zasilania 12 i 24 V, lampki A6, A9 i A10 — na napięcie 2 V. Możliwości stosowania lampek „Action" są szerokie: od sygnalizacji przepalenia bezpiecznika, przez samochody i alarmy aż do urządzeń pomiarowych, zwłaszcza że firma na życzenie zmienia zakresy napięć zasilania. *(k)*



Szkice obudów lampek „Action"

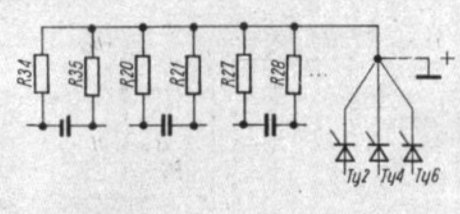
Jeszcze o elektronicznym układzie zapłonowym do silników dwusuwowych

Marian Spychała

W artykule omówiono sposoby elimowania zakłóceń w pracy układu zapłonowego spowodowanych przez sprzężenia wewnętrzne.

W układzie zapłonowym opisanym w artykule pt. „Tyrystorowy układ zapłonowy do silników dwusuwowych" („Re" nr 4/1988) zdarzają się wzajemne zakłócenia pracy tyrystorów. Zjawisko to jest spowodowane przenikaniem napięć zakłócających z obwodu wysokiego napięcia cewki zapłonowej podczas wysterowania jednego tyrystora, do obwodów bramek pozostałych tyrystorów, powodując wysterowanie również i tych tyrystorów. Przenikanie to może się odbywać albo za pośrednictwem pola elektromagnetycznego, albo też przez źródło zasilania. Stopień wzajemnego oddziaływania zależy od rozmieszczenia poszczególnych elementów i przewodów oraz od parametrów zastosowanych tyrystorów i cewek zapłonowych.

W rozwiązaniu konstrukcyjnym zapłonu do samochodu „Syrena" wykonanym przez autora, zakłócenia przedostawały się głównie przez źródło zasilania. Wystarczyło jednak zablokowanie źródła dodatkowym kondensatorem C17 o pojemności większej niż 0,1 µF, aby zakłócenia te całkowicie wyeliminować. Gdyby w innym rozwiązaniu konstrukcyjnym dołączenie kondensatora nie wystarczało, można wypróbować następujące sposoby (może wystarczyć tylko jeden z nich).



Sposób włączenia tyrystorów

1. Katody tyrystorów Ty2, Ty4, i Ty6 połączyć krótkimi przewodami w jednym punkcie i punkt ten połączyć z punktem wspólnym rezystorów R20, R27, R24, R21, R28 i R35, jak na rysunku.

2. Kondensator C17 włączyć w innym miejscu płytki drukowanej, ew. zwiększyć jego pojemność lub też zastosować dwa kondensatory włączone w różnych miejsach. Nie może to być oczywiście kondensator elektrolityczny.

3. Nie prowadzić przewodów idących do cewek zapłonowych w tej samej wiązce, w której znajdują się przewody idące od przerywaczy i zasilania.

4. Jeżeli i to nie pomaga, równolegle do rezystorów R21, R28 i R35 dołączyć kondensatory o pojemności nie przekraczającej 68 nF. □

Zastępowanie lamp EAA91 i ECH84

Wiesław Szczęsny

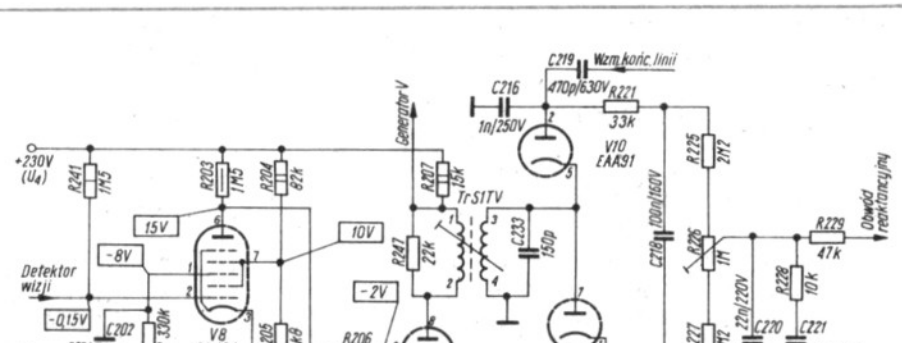
W lampowych odbiornikach telewizyjnych ze zunifikowanymi zespołami synchronizacji i odchylaniem Z2M-3 oraz ich wersjami (np. Z23M-3) w układzie symetrycznego komparatora fazy pracuje lampa EAA91. Takie rozwiązanie było stosowane m.in. w odbiornikach telewizyjnych Neptun 411 „Neptun 611, Ametyst 1012 itp. Dalszy opis układu i jego modyfikacje (wraz z numeracją elementów) przedstawiono na przykładzie OTV Ametyst 1012 — reprezentowanym dla tej grupy odbiorników.

Na rysunku 1 przedstawiono schemat układów: selektora, separatora i komparatora fazy (układy stanowiące część zespołu synchronizacji i odchylania).

Z płytki drukowanej zespołu synchronizacji i odchylania wymontowano podstawkę lampy EAA91, po uprzednim rozwierceniu wiertarką metalowego nitu, a w jej miejsce wlutowano dwie krzemowe diody impulsowe (BAVP20) D1 i D2 — rys. 2. Można zastosować również diody BA157. Podobne rozwiązanie zastosowano w nowszych konstrukcjnie odbiornikach, np. Antares, Taurus itp.

Diody pracujące w układach detekcyjnych powinny być dobierane parami pod kątem zgodności charakterystyk i rezystancji. Schemat prostego układu do zdejmowania charakterystyk diod przedstawiono na rys. 3. Praktyka jednak wykazała, że zastosowanie w opisywanym układzie dwóch niedobieranych diod nie powodowało zauważalnych nieprawidłowości pracy tego układu.

Zamiast włókna żarzenia należy umieścić rezystor 22 Ω 6 W (przybliżona war-



Rys. 1. Schemat selektora, separatora i komparatora fazy pracujących w OTV Ametyst 1012

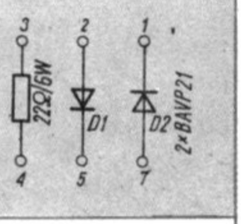
tość rezystancji włókna w stanie gorącym) w taki sposób, aby wydzielające się na nim ciepło nie oddziaływało bezpośrednio na diody, a zwłaszcza tylko na jedną z diod. Inne rozwiązanie korekcji wartości prądu żarzenia po usunięciu lampy polega na wlutowaniu zwory w otwory 3 i 4 po wymontowanej podstawce lampy EAA91 oraz wymianie szeregowego rezystora R435 (100Ω/12 W) w obwodzie żarzenia na rezystor 150Ω/15 W z możliwością regulacji (przykręcana przesuwana opaska). Po wlutowaniu tego rezystora (ustawionego początkowo na największą rezystancję) należy skorygować nim prąd żarzenia lamp do wartości 0,3 A. Czynność tę należy przeprowadzać (włączając szeregowo do obwodu miliamperomierz) dopiero po nagrzaniu się lamp.

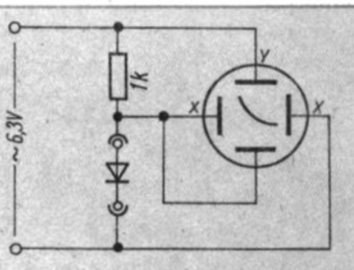
Jeszcze inne rozwiązanie polega na umieszczeniu nowego układu w odciętym od lampy cokole lub wykonaniu płytki drukowanej o średnicy i z odstępami między otworami takimi jak w cokole lampy.

Doprowadzenie do elektrody 6 (ekran lampy) należy pozostawić niedołączone. Lampę ECH84 (V8) pełniącą funkcję selektora i separatora impulsów synchronizacji można zastąpić lampą ECH81. Obie te lampy mają identyczne parametry żarzenia (6,3 V, 0,3 A), lecz zamienione miejscami wyprowadzenia siatki drugiej i czwartej heptody z siatką trzecią heptody (elektrody 1 i 7).

W celu zastąpienia lampy ECH84 lampą ECH81 należy przeciąć (wyciąć na długości ok. 1,5 mm) na płytce drukowanej ścieżki prowadzące do elektrod 1 oraz 7 lampy V8. Następnie należy przylutować krótkie odcinki przewodu łącząc doprowadzenia ścieżek z punktami lutowniczymi podstawki lampy na krzyż. Na płytce (przy lampie) należy zaznaczyć, że zmieniono typ lampy.

Rys. 2. Schemat połączeń i elementów zastępujących lampę EAA91





Rys. 3. Schemat układu do zdejmowania charakterystyk diod

Wskutek pewnych rozbieżności parametrów obu typów lamp w celu uzyskania stabilnego obrazu może się okazać konieczna niewielka korekta regulatorami synchronizacji poziomej. Rozwiązanie powyższe nie eliminuje wprawdzie lampy, ale umożliwia stosowanie mniej deficytowej obecnie lampy ECH81 (radz. 6I1P).

Warto przypomnieć też inne opublikowane rozwiązania układów dotyczących odbiorników TV, a eliminujące lampy: zamiana głowicy TV69 na głowicę ZTG („Re" nr 2/1982) oraz zamiana lampy DY86 na półprzewodnikowy stos prostowniczy WN („RiK" nr 11/1977).

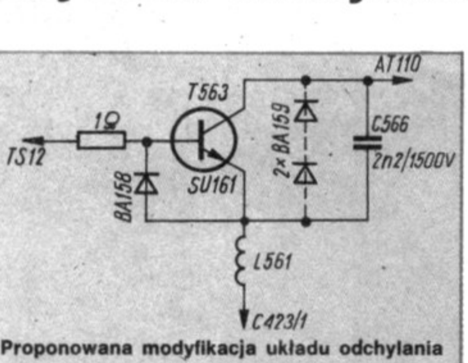
Układ zastępczy lampy EAA91 pracuje poprawnie od 1,5 roku, natomiast lampę ECH81 eksploatowano w odbiorniku przez 7 miesięcy (aż do czasu „zdobycia" lampy oryginalnej — ECH84) i nie następowało zrywanie synchronizacji. □

z praktyki radioamatorskiej

Andrzej Podpora

Zabezpieczenie tranzystora odchylania poziomego

Tranzystory SU161 pracujące w stopniach odchylania poziomego odbiorników czarno-białych często się przegrzewają, co zmniejsza ich trwałość. W odbiornikach Uran i Cygnus produkcji WZT (schemat był opublikowany w „Re" nr 1/1986) w celu zmniejszenia nagrzewania się tranzystora wprowadzono w miejsce dławika L560 rezystor RDCO 1 Ω/5 W. Proponuję wprowadzenie tu jeszcze jednej zmiany. Między bazę a emiter tranzystora T563 odchylania linii, włączyłem dodatkową diodę, jak przedstawiono na rysunku. Zastosowałem szybką diodę BA158. Po zmianie układu tranzystor nagrzewa się znacznie mniej.



Proponowana modyfikacja układu odchylania poziomego OTV Uran i Cygnus

Włączenie połączonych szeregowo dwóch diod BA159 między emiter i kolektor tranzystora T563, zaznaczonych na rysunku linią przerywaną, nie dało pozytywnych efektów. Diody te były instalowane w niektórych egzemplarzach odbiorników Uran i Cygnus. □

Centralna Biblioteka Techniczna NOT

Centralna Biblioteka Techniczna NOT w Warszawie (ul. Mazowiecka 12, tel. 27-36-12, 26-85-88) jest biblioteką o profilu ogólnotechnicznym oraz specjalistycznym wydawnictw NOT i SNT powstających w toku działalności naukowo-technicznej NOT i zrzeszonych w niej stowarzyszeń.

W bibliotece i czytelni znajduje się duży wybór czasopism technicznych z różnych dziedzin techniki, m.in. elektroniki i radiotechniki, popularno-naukowych i hobbystycznych, polskich i obcojęzycznych. Dostępne są wszystkie krajowe czasopisma techniczne od początków polskiej myśli technicznej do dnia dzisiejszego wydawane przez organizację inżynierów i techników. Zbiór ten uzupełniają wydawnictwa — przeglądy wydarzeń międzynarodowych.

Biblioteka dysponuje mikrofiszami z wybranych czasopism z drugiego obszaru płatniczego.

Prowadzi działalność wydawniczą i koordynacyjną ośrodków informacji technicznej w Federacji SNT NOT na terenie całego kraju. Współpracuje z resortami, wyższymi uczelniami i zakładami pracy w zakresie informacji naukowej, technicznej i ekonomicznej. Biblioteka udziela informacji z zakresu intensywnej, o działalności naukowo-technicznej Federacji SNT NOT oraz o młodych twórcach techniki i pracach nagrodzonych w Turnieju Młodych Mistrzów Techniki.

Radiomagnetofon RMS 475

Zainteresował mnie radiomagnetofon RMS475 produkcji ZR im. M. Kasprzaka. Ładny w fakturze zewnętrznej, o nowoczesnym kształcie, egzemplarz wyprodukowany w marcu 1988 r. (nr fabryczny 009446), stał się przedmiotem próbnej eksploatacji. Eksploatacja trwała około pół roku. Pomijając tylko zacinanie się klawiatury zakresu fal, innych kłopotów przy zasilaniu z sieci nie było. Natomiast przy zasilaniu bateryjnym wystąpiło jeszcze dość dokuczliwe przy przenoszeniu „ruszanie się" baterii w pojemniku dla nich przeznaczonym. Dodatkową „atrakcją" było więc „trafienie" na takie ustawienie się poszczególnych baterii, aby praca była możliwa. Pomogło dopiero unieruchomienie baterii za pomocą papierowych uszczelek.

Drobiazgi te nie zmniejszyły podstawowej zalety radiomagnetofonu jaką jest bezpornie jego strona akustyczna. Przy dobrym dostrojeniu stacji, co nie jest łatwe wskutek braku jakiegokolwiek wskaźnika, dźwięk z obu głośników jest przyjemny, soczysty, o dobrej dynamice. To samo można powiedzieć o odtwarzaniu dobrze nagranej kasety. Gdy mowa już o części magnetofonowej, to nie budzi zastrzeżeń jakość zapisu, ale jest niestety szereg niedostatków. Przede wszystkim nie bardzo zrozumiały jest brak wyłączenia magnetofonu z sieci. Oznacza to, że cała część m.cz. jest stale włączona do sieci zasilającej.

Bardzo kłopotliwe jest korzystanie z magnetofonu, zarówno przy zapisie jak i odtwarzaniu, wskutek braku „pauzy". Brak ten, oprócz braku licznika, poważnie obniża standard sprzętu.

Choć pochwalono już wyżej stronę akustyczną, to niestety trzeba wspomnieć, że przy odtwarzaniu muzyki piano, nie mówiąc już o pianissimo, szum silnika staje się nie do zniesienia. Na pewno zwiększyłby się komfort odsłuchu stereo, gdyby można było rozstawić głośniki, mając do dyspozycji wyjście do głośników dodatkowych.

Wróćmy jeszcze do części w.cz. Przede wszystkim bardzo niefortunne jest rozwiązanie pokrętła strojenia. W tym położeniu precyzyjne dostrojenie jest fizycznie wręcz niemożliwe. Ruch palców ręki jest najbardziej czuły na obroty w płaszczyźnie pionowej (patrz sprzęt radiokomunikacyjny).

Jeśli do tego dodamy bardzo krótką skalę, to kłopoty z dostrojeniem, szczególnie na falach średnich, są duże. Przy takim rozwiązaniu uzasadnione jest zrezygnowanie z fal krótkich, a szkoda; jest to niestety minus.

Wreszcie na zakończenie można jeszcze wspomnieć o zbyt dużej kierunkowości odbioru fal długich oraz o niedopatrzeniu ekranowania, gdyż dotyk ręki nie powinien być odczuwalny.

Reasumując, gdyby nie powyższe niedostatki, których śmiało mogło nie być, radiomagnetofon RMS 475 byłby zupełnie udanym sprzętem w swojej klasie. Mimo to słucha się zarówno muzyki jak i mowy z przyjemnością, pod warunkiem, że uprzednio zdobyło się go w naszej sieci handlowej, co jest bardzo dużą sztuką. *A.S.*

OD REDAKCJI

Zakłady Radiowe im. M. Kasprzaka po zapoznaniu się z oceną eksploatacyjną dotyczącą radiomagnetofonu RMS 475 nadesłały swoje uwagi, które poniżej zamieszczamy.

Cieszy nas bardzo wysoka ocena walorów eksploatacyjnych radiomagnetofonu RMS 475.

Opisywane kłopoty w eksploatacji radiomagnetofonu nie wynikają z jego cech konstrukcyjnych (zacinanie się klawiszy przełącznika zakresów, ekranowanie, zakłócenia od silnika).

Pojemnik na baterie jest tak skonstruowany, że nie możliwe jest dowolne ustawianie w nim ogniw wykonanych zgodnie z normami. Jest to konstrukcja sprawdzona od lat w setkach tysięcy egzemplarzy sprzedawanych na rynku krajowym i w eksporcie pod marką Grundig. Tubusy z tworzywa pozycjonujące ogniwa w pojemniku baterii były stosowane tylko w starszych konstrukcjach o odmiennej budowie komory baterii.

Wszystkie radiomagnetofony tej klasy, a więc popularne, tanie, nie są wyposażane w specjalny wyłącznik zasilania sieciowego. Należy je odłączać od sieci tylko w wypadku długich przerw w eksploatacji.

RMS 475 opiera się na konstrukcji radiomagnetofonu RMS541 (RR450), a więc taniego, popularnego sprzętu stereofonicznego spełniającego skromniejszą listę życzeń odbiorcy za mniejszą cenę. ZRK produkują, np. radiomagnetofon RMS 404 wyposażony w mechanizm SOFT TOUCH, spełniający wymagania bardziej wybrednych nabywców, ale jest to sprzęt droższy od RMS 475. RMS 475 zapewnia dostatecznie precyzje dostrajania się do odbieranych stacji radiowych.

Położenie pokrętła strojenia nie jest krytyczne, w sprzęcie radiokomunikacyjnym pokrętła te są także umieszczane w różnych płaszczyznach, RMS 475 jest wyposażony w antenę ferrytową, a więc normalny zjawiskiem jest kierunkowa charakterystyka takiej anteny. □

Z kraju i ze świata

■ **Programowanie zapisu na magnetowidzie.** System programowania nagrywania (VPS — Videoprogrammsystem) programów telewizyjnych na magnetowid stanowi coraz częstsze wyposażenie magnetowidów wyższej klasy. Rozwiązanie oparte na programowaniu włączenia nagrywania na podstawie czasu jego rozpoczęcia podanego w programie nie zawsze okazywało się najlepsze, np. w razie opóźnienia początku programu lub zmian w programie. Obecnie stosuje się nadawanie przed programem odpowiedniego sygnału kodowego VPS i programowanie tego kodu po stronie odbiorczej. Do tego celu stosowano dotychczas dwa układy scalone: „dataslicer" do wydzielania sygnału VPS (np. typu SDA5232 Siemensa) oraz dekoder (np. SDA5640 Siemensa). Obecnie oba te układy zostały scalone w jeden — SDA5642. Układ scalony SDA5642 pobiera sygnały VPS z szesnastej linii obrazu, nadawane stale podczas trwania danej pozycji programu w formie słów 8-bitowych. Słów tych jest 15 a informacja VPS jest zawarta w słowach 11-12-13 (dzień, miesiąc, godzina, minuta), 13/14 (kod kraju), 14 źródło programu lub stacja nadająca) i 5 (sposób nadawania fonii, tzn. mono, stereo lub dwukanałowe, oraz informacja o dopuszczalności oglądania dla dzieci). Warto zaznaczyć, że system VPS jest już stosowany w 52 krajach świata. Jednoukładowe rozwiązanie systemu VPS zmniejsza o połowę stopień skomplikowania układu, zasadniczo redukując liczbę dodatkowych elementów. Dodatkową oszczędność daje zastąpienie rezonatora kwarcowego w generatorze regenerującym impulsy zegarowe rezonatorem ceramicznym. Nowy układ ułatwia też pobór danych przez mikroprocesor magnetowidu za pomocą dwuprzewodowej magistrali I^2C.

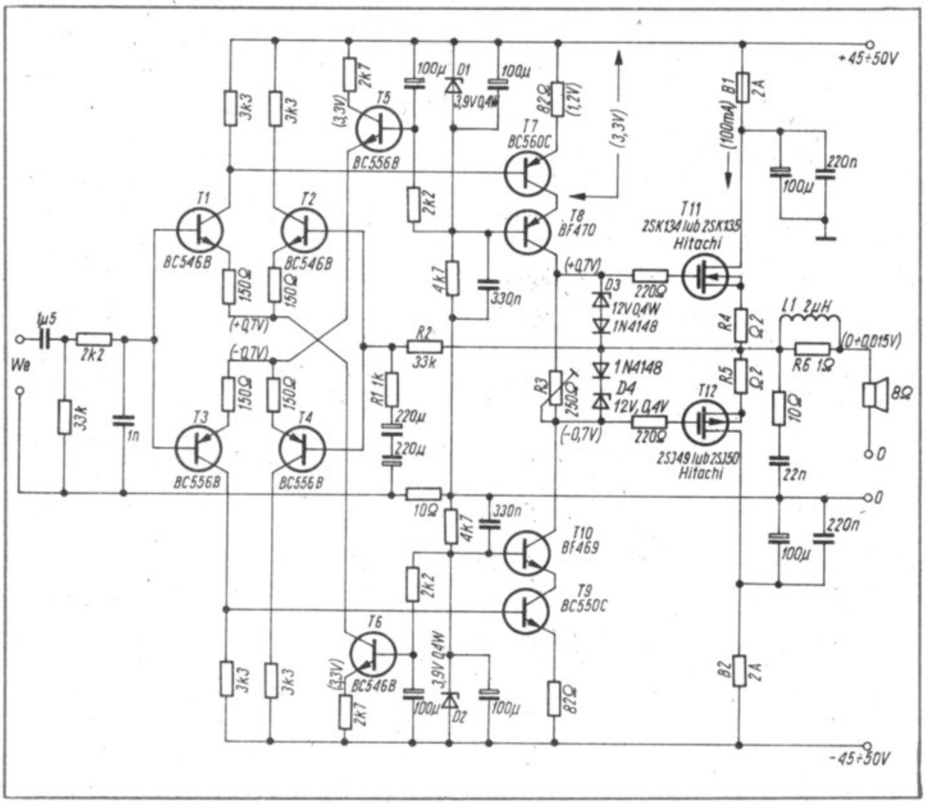
Wzmacniacz 70 W z tranzystorami MOSFET

W miesięczniku „Elektor" (RFN) zeszyt specjalny „plus nr 1", został zamieszczony opis nowoczesnego wzmacniacza m.cz., przeznaczonego przede wszystkim do aktywnych zespołów głośnikowych, ale mogącego służyć także, jako oddzielny wzmacniacz hi-fi. Układ ten nazwany „Mini-Cresendo", opracowany w laboratorium ww miesięcznika, może być odwzorowany z zastosowaniem elementów i tranzystorów krajowych z wyjątkiem tranzystorów mocy typu MOSFET, które nie mają krajowych odpowiedników.

Jak wynika ze schematu, układ jest symetryczny, zasilany ze źródła o napięciu ok. ±50 V. Pierwszy stopień wzmacniacza zawiera symetryczny wzmacniacz różnicowy (T1, T2, T3, T4) i dwa źródła prądowe (T5 i T6). Następny stopień zapewnia bardzo duże wzmocnienie napięciowe. Jest on utworzony z kaskadowo połączonych tranzystorów (T7, T8 oraz T9, T10). Rezystorem nastawnym R3 ustala się wartość spoczynkową prądu przepływającego przez tranzystory mocy.

Duża wartość napięcia zasilającego sprawia, że układ może być łatwo uszkodzony. W związku z tym należy przestrzegać następujących zaleceń dotyczących uruchomienia układu:

- sprawdzić starannie prawidłowość montażu (zakłada się, że wszystkie elementy przed ich wmontowaniem zostały sprawdzone);
- wyjąć bezpieczniki (B1 i B2) i zastąpić je rezystorami o rezystancji 10 Ω (moc 0,25 W) oraz ustawić rezystor nastawny R3 na minimum rezystancji;
- włączyć napięcia zasilające i sprawdzić prawidłość rozkładu napięć w obwodach pierwszych dwóch stopni (powinna być zachowana odpowiednia symetria);
- przyłączyć woltomierz równolegle do rezystora założonego zamiast bezpiecznika B1 i powoli pokręcać rezystorem nastawnym R3, tak aby woltomierz wskazał 1 V, co odpowiada prądowi 100 mA płynącemu przez tranzystory mocy;
- sprawdzić napięcie stałe na wyjściu wzmacniacza — nie powinno ono mieć wartości większej niż 15 mV;
- jeżeli wszystko zachowuje się normalnie, to usuwa się rezystory 10 Ω, zakłada bezpieczniki topikowe B1 i B2, przyłącza głośnik i przystępuje do prób dynamicznych wzmacniacza, doprowadzając do wejścia sinusoidalny sygnał z generatora lub inny sygnał testowy;
- zbadać, czy wzmacniacz nie wzbudza się i nie pojawiają się na jego wyjściu przebiegi w.cz



Łatwo można zauważyć, że jeżeli tranzystory T7 i T9 pracują w zakresie niewielkich wartości napięć, to amplituda przebiegu zmiennego na kolektorach tranzystorów T8 i T10 może osiągać wartość do 40÷45 V, zależnie od wartości napięcia zasilającego wzmacniacz, impedancji obciążenia i wysterowania. Ze względu na znaczną wartość mocy traconej w tranzystorach T8 i T10 są one umieszczone na wspólnym radiatorze z tranzystorami mocy (T11 i T12). System diod zabezpiecza tranzystory mocy przed przesterowaniem i uszkodzeniem.

Rezystory R4 i R5 powinny mieć bardzo małą indukcyjność. Zaleca się zastosowanie równolegle połączonych rezystorów 1 Ω (po 5 sztuk). Pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego jest utworzona z rezystorów R1 i R2 oraz dwóch kondensatorów zamykających drogę dla składowej stałej napięcia. Stosunek rezystancji tych rezystorów ustala głębokość ujemnego sprzężenia zwrotnego we wzmacniaczu. Rezystorem nastaw-

Wzmacniacz modelowy jest zmontowany na płytce montażowej o wymiarach 160×100 mm, do której przytwierdzono kątownik aluminiowy 40×40 mm. Tranzystory T8, T10, T11 i T12 są zmontowane na tym kątowniku. Do tego kątownika, prostopadle do płytki, jest przymocowany żebrowany radiator o wymiarach 120×100 mm. Warto dodać, że montaż płytki wzmacniacza prototypowego jest bardzo ciasny i w wypadku użycia elementów krajowych warto zastosować płytkę o nieco większych wymiarach. Cewka L1 ma 2×10 zwojów nawiniętych drutem nawojowym Ø 1 mm na rezystorze R6. Tranzystory są zmontowane na radiatorze na podkładkach izolacyjnych (mikowych).

Dane techniczne wzmacniacza modelowego

Moc znamionowa przy obciążeniu 8 Ω:	50 W (max 70 W)
Moc znamionowa przy obciążeniu 4 Ω:	70 W (max 90 W)
Współczynnik zawartości harmonicznych w pasmie 20 Hz÷20 kHz:	≤0,03%
Pasmo przenoszenia:	5 Hz÷55 kHz (−3 dB i impedancji źródła 600 Ω)
Znamionowe napięcie wejściowe:	ok. 0,6 V

A.W.

KRÓTKOFALOWIEC POLSKI

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

Nr 9 (345) • WRZESIEŃ 1989

WIADOMOŚCI ORGANIZACYJNE

W ramach przygotowań do X Zjazdu Krajowego Polskiego Związku Krótkofalowców odbyły się w marcu i kwietniu br. spotkania okręgowe delegatów na Zjazd. Miały one na celu poddanie wstępnej dyskusji rozesłanego uprzednio do wszystkich delegatów sprawozdania Zarządu Głównego z działalnością PZK w latach 1984—1988, opracowanie wniosków na Zjazd, które ułatwiłyby Komisji wnioskowej Zjazdu opracowanie projektów uchwał Zjazdu, wytypowanie kandydatów do nowego Zarządu Głównego PZK, Komisji Rewizyjnej i Sądu Koleżeńskiego, a także omówienie aktualnej sytuacji w PZK w celu podjęcia doraźnych kroków zmierzających do usprawnienia działalności naszej organizacji. Prezydium Zarządu Głównego zależało także na zasięgnięciu szerokiej opinii delegatów co do terminu zwołania Zjazdu w świetle zbliżającej się 60. rocznicy utworzenia PZK, która przypada na początku 1990 roku.

W prawie wszystkich spotkaniach, z wyjątkiem okręgu SP4, wzięli udział członkowie Prezydium Zarządu Głównego.

Spotkanie okręgu SP1 odbyło się w Szczecinie z udziałem członka Prezydium ZG — SP3FFN. Spotkanie okręgu SP2 odbyło się w Bydgoszczy z udziałem SP2JS i SP4BQW; na spotkanie nie przybyli niestety delegaci z Elbląga.

Spotkanie okręgu SP3 odbyło się w Poznaniu z udziałem SP5JR, SP5XM i SP3FFN. Spotkanie okręgu SP4 odbyło się w Olsztynie; na spotkanie to nie przybyli niestety delegaci z Białegostoku.

Spotkanie okręgu SP5 odbyło się w Warszawie z udziałem SP5JR, SP5XM i SP5PA. Spotkanie okręgu SP6 odbyło się we Wrocławiu z udziałem SP6AZT i SP9AKD.

Spotkanie okręgu SP7 odbyło się w Łodzi z udziałem SP8TK; na spotkanie nie przybyli niestety delegaci z Kielc.

Spotkanie okręgu SP8 odbyło się w Lublinie z udziałem SP5XM i SP8TK; na spotkanie nie przybyli niestety delegaci z Rzeszowa.

Spotkanie okręgu SP9 odbyło się w Katowicach z udziałem SP5JR, SP5XM, SP9RG i SP9AKD; poza tym w spotkaniu wziął udział jako gość — SP6LB.

Sprawozdanie z działalności PZK za okres upływającej kadencji zostało na wszystkich spotkaniach przyjęte na ogół z aprobatą, z zaznaczeniem aby sprawozdanie zostało uzupełnione ostatnim okresem, tj. 1989 r. Wskazywano na trudności z jakimi boryka się Biuro Zarządu Głównego wynikające z niepełnej obsady etatowej, co w znacznym stopniu odbija się na całokształcie działalności ZG.

Szeroka dyskusja na temat wprowadzonych w ubiegłym roku na mocy uchwały Plenum Zarządu Głównego z grudnia 1987 r. zmian strukturalnych PZK, a zwłaszcza likwidacji niektórych oddziałów wojewódzkich (chociaż na wielu spotkaniach słyszało się także głosy o konieczności dalszego zmniejszenia liczby oddziałów do 17, a nawet do 9, i wzmocnienia obsady etatowej biur tych oddziałów). W związku z trudną sytuacją finansową PZK na wszystkich spotkaniach delegaci uznali konieczność znacznego podwyższenia składek członkowskich w celu złagodzenia skutków inflacji i umożliwienia prawidłowej działalności Związku, a zwłaszcza rozwijania działalności szkoleniowej i przyciągania młodzieży. Wyrażano na ogół opinie, że podstawowa działalność Związku powinna koncentrować się w klubach, przy czym powinno się dążyć do tworzenia mocnych klubów dysponujących odpowiednią bazą sprzętową i laboratoryjną i skupiających przynajmniej kilku doświadczonych krótkofalowców mogących służyć swym doświadczeniem młodszym kolegom.

Spośród spraw, których obecnemu Zarządowi Głównemu nie udało się dotychczas załatwić, podkreślano znaczenie uzyskania zgody kompetentnych władz na prace MOBILE, przynajmniej na falach ultrakrótkich (rozmowy w tej sprawie są prowadzone i prawdopodobnie w niedługim czasie uzyskamy możność pracy MOBILE i PORTABLE) oraz konieczność podjęcia dalszych starań o uruchomienie w kraju produkcji przynajmniej prostego transceivera.

Odnośnie terminu Zjazdu, uznano konieczność zwołania Zjazdu w jak najkrótszym terminie i zgodzono się na ogół, aby Zjazd ten połączyć z obchodami 60-lecia PZK. Obchody te należy wykorzystać do spopularyzowania PZK i uzyskania poparcia ze strony kompetentnych władz, a zwłaszcza Ministerstwa Transportu Żeglugi i Łączności, Komitetu ds. Młodzieży i Kultury Fizycznej i Ministerstwa Obrony Narodowej, wskazując na rolę jaką krótkofalarstwo pełni w sytuacjach katastrof żywiołowych, kiedy radioamatorska łączność na falach krótkich zastępuje uszkodzoną sieć telekomunikacyjną, na rolę, jak sporty krótkofalarskie spełniają w wychowaniu młodzieży i wypełnianiu jej czasu wolnego, a także na rolę jaką szkolenie młodzieży w obsłudze radiostacji amatorskich odgrywa w przygotowaniu przedpoborowych do służby w wojskach łączności. Zaproponowano, aby Zjazd odbył się w 1990 r., jednak nie później niż w lutym.

Propozycje spotkań delegatów dotyczące przesunięcia terminu X Zjazdu, który był planowany w czerwcu 1989 r. wymagają oczywiście akceptacji Plenum Zarządu Głównego PZK.

Jeśli chodzi o kandydatów do nowego Zarządu Głównego PZK, to tylko na niektórych spotkaniach wysunięto konkretne propozycje. W związku z zapowiedzią prezesa PZK kolegi SP5JR, że nie zamierza on ponownie kandydować na to stanowisko w następnej kadencji, na większości spotkań zgodzono się, że kandydaturę należy zaproponować osobie z wysokiego szczebla kierowniczego mającej odpowiednie wpływy umożliwiające przeforsowanie postulatów PZK wy-

magających decyzji wyższych władz administracyjnych. Ponadto na kilku spotkaniach wysunięto propozycje, aby Zjazd przyjął nową ordynację wyborczą do Zarządu Głównego, zapewniającą odpowiednią reprezentację w Zarządzie poszczególnych okręgów. Wskazano także na konieczność przewidzenia w składzie Zarządu Głównego, Głównej Komisji Rewizyjnej i Sądu Koleżeńskiego kolegów dysponujących nie tylko odpowiednimi kwalifikacjami z dziedziny techniki i praktyki radioamatorskiej, ale także z dziedziny prawa i finansów (zwłaszcza na funkcję skarbnika, przewodniczącego GKR i przewodniczącego), a także członków Sądu Koleżeńskiego.

Na wszystkich spotkaniach uznano konieczność zwołania ponownych spotkań delegatów na Zjazd pod koniec bieżącego roku, w celu skonkretyzowania wniosków na Zjazd, zweryfikowania listy kandydatów do władz PZK i przeanalizowania uzupełniającego sprawozdania ZG z działalności za 1989 rok. Uznano, że spotkania takie są wysoce pożyteczne i że powinny być one zwoływane okresowo także w nowej kadencji Zarządu Głównego. *SP5JR*

KRÓTKO O WSZYSTKIM

■ Wbrew temu, co się ogólnie utarło, że w USA jest najwięcej krótkofalowców okazuje się, że prym wiedzie Japonia z 759 270 stacjami indywidualnymi i 23 950 klubowymi. Natomiast Stany Zjednoczone mogą się pochwalić „tylko" 433 389 indywidualnymi i 2408 klubowymi, co stawia je na drugim miejscu w świecie.

W Europie najliczniej jest reprezentowany RFN — 56 617 i Wielka Brytania — 54 tys.

W Polsce do końca 1989 r. wydano 7420 zezwoleń indywidualnych, w tym 5656 kat. I i 1764 kat. II. Zezwoleń klubowych wydanych było 663. W 1989 r. przybyło tylko 647 indywidualnych i 30 klubowych.

W pozostałych krajach socjalistycznych stan zezwoleń przedstawia się następująco: ZSRR — 45 945, Węgry — 3662, Czechosłowacja — 2720, NRD — 1425, Rumunia — 983 i Bułgaria — 927.

■ W tym roku Wielkie Księstwo Luksemburg obchodzi 150-lecie uzyskania niepodległości. Z tej okazji pracuje stacja okolicznościowa LX150L dająca punkty do dyplomu „LUXEMBURG INDEPENDENCY AWARD".

■ Do IARU należą związki krótkofalarskie ze 127 krajów. Ostatnio został przyjęty do IARU Związek Krótkofalowców Aruba (Aruba Amateur Radio Club). Aruba jest wyspą na Morzu Karaibskim, do 1986 r. wchodzącą w skład Antyli Holenderskich. AARC skupia około 50% ogólnej liczby 60 krótkofalowców w tym kraju. Prezesem AARC jest Juan Noguera P43AS. Adres stowarzyszenia: PO Box 2273, San Nicolas, Aruba.

■ Potrzymując tradycje lat ubiegłych ponownie ukazała się stacja SPØMTP pracująca z terenu Międzynarodowych Targów Poznańskich. W tym roku stację obsługiwali koledzy z klubu SP3KWX.

■ Z okazji Zjazdu Polskiego Klubu Radiowideografii w dniach 1—8 maja br. pracowała stacja SPØRVG demonstrując pracę wszystkimi dostępnymi w Polsce rodzajami emisji, w tym Packet Radio. Karty QSL za łączności z tą stacją należy przesyłać via SP2ZBE.

■ Już kolejny raz „ukazała" się stacja okolicznościowa SPØBEM uświetniająca rocznicę bitwy pod Ostrołęką w 1831 r., w której wsławił się swym bohaterstwem gen. Józef Bem. Karty via SP5KVW.

■ Oddział Krakowski PZK zorganizował kurs języka angielskiego dla krótkofalowców, który cieszył się dużym zainteresowaniem. Efektem tego kursu jest opracowany skrypt wraz z nagraniem dźwiękowym na kasecie, który wkrótce będzie do nabycia w Oddziale Krakowskim PZK. Lektorem na kursie był Henryk SP9JPA.

■ Na zaproszenie SP3GEM i SP5GMK gościł w Polsce EA1MQ używając znaków SO3MQ i SO5MQ.

■ Małżeństwo krótkofalarskie z NRD Marianne Y43SO i Rudolf Y22XO otrzymało zezwolenie gościnne odpowiednio SO5SO i SO5XO. Gościny udzielił SP5DED udostępniając im swój sprzęt KF i UKF.

■ Z Berlina do rodziny w Polsce przyjechał DJØMAQ otrzymując prawo pracy pod znakiem SO3MAQ.

■ Według informacji zawartych w kwietniowym numerze QST nowym członkiem DXCC został kol. Marek SP8UFO z potwierdzeniem 216 krajów Mixed i 195 CW. Natomiast 5BDXCC otrzymał SP6DVP.

■ HB9AMO jako pierwszy krótkofalowiec w świecie uzyskał dyplom WAZ w pasmie 1,8 MHz.

■ Krótkofalowcy węgierscy otrzymali zezwolenie na pracę Packet Radio kodem ASCII na KF i UKF. *SP8TJ*

pomysł i realizacja

Prosty generator sygnałów

Adam Tatuś

Jest to nieskomplikowany generator, przydatny w pracowni radioamatora, który umożliwia szybką lokalizację uszkodzeń w sprzęcie RTV.

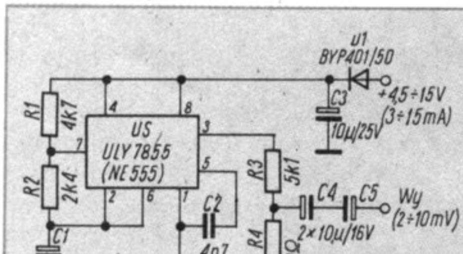
Generator ten oparty jest na układzie scalonym ULY7855, a jego podstawowe parametry, to:

— szeroki zakres częstotliwości (harmoniczne do 100 MHz)

— napięcie zasilania 4,5 ÷ 15 V

— mały pobór prądu

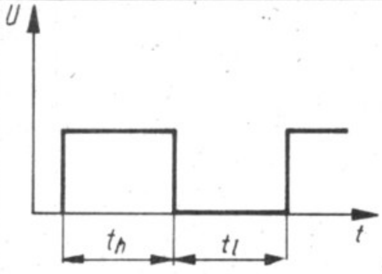
— odporność na zwarcie wyjścia do masy.

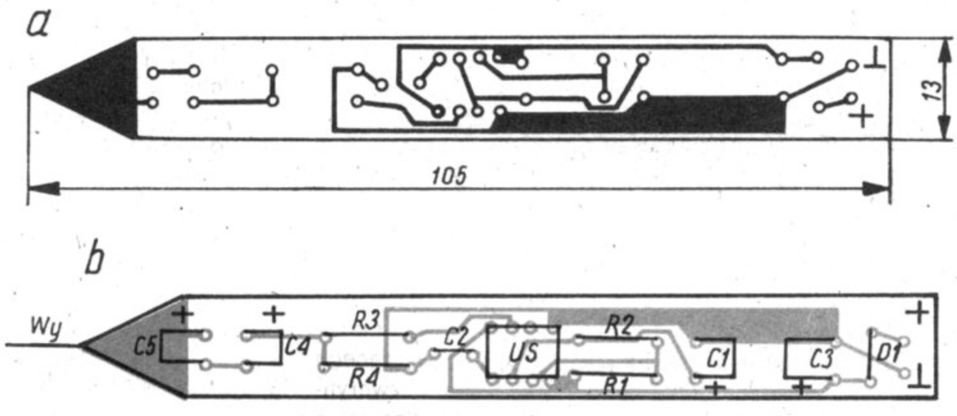


Rys. 1. Schemat generatora

Schemat generatora przedstawiono na rysunku 1.

Układ scalony US pracuje jako multiwibrator. Częstotliwość generowanych impulsów ok. 750 Hz ustalają elementy R1, R2, C1 według zależności z rys. 2. Rezystory R3, R4 stanowią dzielnik napięcia 1 : 10 (można je pominąć, łącząc końców-





Rys. 2. Kształt przebiegu wyjściowego
$t_h = 0{,}693(R1+R2)C1$; $t_l = 0.693\,R2\,C1$

Rys. 3. Płytka montażowa generatora
a — widok od strony druku,
b — widok od strony elementów

kę 3 US z plusem kondensatora (C4). Kondensatory C4, C5 sprzęgają generator z badanym układem i separują go od napięcia stałego w nim panującego. Należy zwracać uwagę, aby napięcie w badanym układzie nie przekroczyło 32 V; większe napięcie może uszkodzić generator.
Generator może być zasilany z zasilacza badanego układu. Dioda D1 zabezpiecza przed błędnym dołączeniem napięcia zasilania.
Generator zmontowano na płytce drukowanej przedstawionej na rys. 3 i umieszczono w obudowie flamastra.

LITERATURA

„Radioelektronik" nr 6/1983

różne

Międzynarodowe Wiosenne Targi Lipskie

Tegoroczne Wiosenne Targi Lipskie, jedne z największych w Europie (uczestniczyło w nich ok. 9000 wystawców, w tym połowa z NRD), przebiegały pod hasłem „Elastyczna automatyzacja" (Flexible Automation). Symbol związany z tym hasłem był widoczny wszędzie: w mieście, na terenach targowych i w pawilonach. Wiodący temat nie dominował jednak wśród ekspozycji i zwiedzający mogli jak zwykle znaleźć wiele interesujących nowości z różnych dziedzin techniki, chociaż trzeba podkreślić, że przeważały wyraźnie urządzenia elektroniczne i elektronizowane.
Możliwość systematycznego zwiedzania Targów Lipskich jest bardzo dobrą okazją i nie tylko do zapoznawania się z nowościami technicznymi w ogóle, lecz także do obserwowania filozofii rozwoju elektroniki i jej zastosowań u naszego zachodniego sąsiada, co jest szczególnie pouczające.
Najważniejszym osiągnięciem w dziedzinie mikroelektroniki NRD było zaprezentowanie pamięci półprzewodnikowych o pojemności jednego megabita (fot. 1). Jest to osiągnięcie na skalę światową, bowiem na palcach jednej ręki można policzyć producentów układów scalonych o tak wielkiej skali integracji. Układy te nie zostały wyprodukowane, jak można by się tego spodziewać w Kombinacie Mikroelektronik ale w Zakładach Zeissa, które kojarzą się raczej z optyką: lornetkami, mikroskopami itp.
Kombinat VEB Carl Zeiss Jena, znany producent wyrobów profesjonalnych o wysokiej precyzji, jest od kilku lat intensywnie rozbudowywany i już stał się największym w NRD ośrodkiem dysponującym tzw. zaawansowanymi technologiami. Właśnie mikroelektronika została wybrana jako bardzo ważna dziedzina działalności Kombinatu. Efekty są widoczne i godne uznania. Kombinat Carl Zeiss Jena stał się producentem urządzeń technologicznych o wysokim poziomie światowym dla przemysłu półprzewodnikowego, a ponadto podjął produkcję układów scalonych o największej skali integracji.
Na tegorocznych Targach zaprezentowano najnowsze urządzenia do produkcji układów scalonych o tej właśnie skali integracji. Warto tu wymienić urządzenie do naświetlania wiązką elektronową ZBA21 oraz urządzenie do automatycznego montażu VADB20 (fot. 2). Urządzenie to służy do łączenia kontaktów struktury półprzewodnikowej z wyprowadzeniami obudowy za pomcą drutu. Wybrane dane techniczne tego urządzenia: maksymalna powierzchnia struktury półprzewodnikowej 20 × 20 mm, średnica drutu 17,5 ÷ 50 µm, czas wykonania jednego mostka — 2 połączenia 200 ms.
Jak już wspomniano, najważniejszym osiągnięciem były monolityczne układy scalone, pamięci dynamiczne RAM o pojemności 1 Mb — U61000DC12 U61000DC10. Obydwa typy pamięci produkowane w technologii CMOS, różnią się między sobą czasami dostępu. Odmianę DC 10 o krótszych czasach dostępu uzyskuje się przez selekcję.
Do ważnych osiągnięć zaliczają się również oracowane przez Zeissa układy scalone „na miarę" — ASIC (ang. Application Specific Integrated Circuits) oraz niezbędne do ich projektowania i zastosowań oprogramowanie.
Zakłady Zeissa to nie tylko mikroelektronika. W pawilonie tego Kombinatu prezentowano też eksponaty z następujących dziedzin: technika pomiarowa do automatyzacji i produkcji, technika laboratoryjna biotechnologii, aparatura optyczna, sprzęt powszechnego użytku.
Wiele nowości przedstawił VEB Kombinat Mikroelektronik. Przede wszystkim były to dwa nowe systemy mikroprocesorowe. Pierwszy z nich, U48C00 produkowany w technologii CMOS, jest pod względem funkcji a nawet rozmieszczenia końcówek poszczególnych układów scalonych wchodzących w skład systemu, kompatybilny ze znanym systemem mikro-

procesorowym U880. W skład systemu wchodzą następujące układy scalone: CPU — jednostka centralna U8400 DC, PIO — równoległy układ wejścia wyjścia U84C20DC, CTC — układ liczników i zegara U84C20DC, SIO — szeregowy układ wejścia wyjścia U84C40DC. Układy tego systemu odznaczają się małym poborem mocy i małą masą. Są w związku z tym przeznaczone przede wszystkim do sprzętu powszechnego użytku, aparatury pomiarowej, medycznej itp.

Drugi system 16-bitowy o dużej szybkości działania, U80600 (fot. 3) został opracowany przy współpracy konstruktorów Kombinatu Mikroelektronik oraz użytkowników. Charakterystyczną cechą systemu jest znaczne zmniejszenie liczby układów scalonych współpracujących, dzięki zwiększeniu stopnia ich integracji. System U80600 jest przeznaczony przede wszystkim do przemysłowych i osobistych komputerów oraz do urządzeń automatyki przemysłowej i telekomunikacji.

Do zastosowania w odbiornikach telewizji kolorowej opracowano nowe układy scalone, będące co ważne, odpowiednikami układów, które są już rozpowszechnione w Europie dzięki udanej konstrukcji. Układ scalony A4555DC jest wielostandardowym dekoderem koloru. Układ samoczynnie rozpoznaje sygnały nadawane w systemach PAL, SECAM i NTSC. Kolejny układ scalony A4565DC, współpracujący z omówionym wyżej dekoderem koloru, zmniejsza czasy narastania impulsów sygnaów, z 550 ÷ 800 μs do ok. 100 μs, dzięki czemu uzyskuje się lepszą ostrość kolorowego obrazu. Układ scalony A4580DC przeznaczony do obróbki sygnałów w OTVC wyższych klas zawiera szereg układów — interfejsów umożliwiających współpracę odbiornika telewizyjnego z dekoderem Videotextu, komputerami, magnetowidem itp.

U4541DC jest układem scalonym — programowanym timerem, wytwarzającym impulsy o częstotliwości od 1 Hz do 100 kHz. Za pomocą tego układu mogą być uzyskiwane czasy opóźnień od 2,5 ms do 9 h.

Jako elementy zewnętrzne dołącza się do układu jedynie dwa rezystory i jeden kondensator.

Nowa rodzina wskaźników z diod elektroluminescencyjnych MQH201, MQH202, MQH601, MQH602, to tzw. linijki diodowe, składające się z 12 diod w obudowach prostokątnych o wymiarach 1,35 × 4 mm. Zależnie od typu, linijki mogą zawierać np. 12 diod o zielonym kolorze świecenia, 8 zielonych i 4 czerwone itd.

Podjęto produkcję tranzystorów mocy Darlingtona SU310 ÷ ÷ SU312 do elektronicznych urządzeń zapłonowych silników samochodowych, motocyklowych itd. Tranzystory mają wbudowaną diodę chroniącą przed przepięciami. Naturalnie te tranzystory można stosować także w innych układach, w których są obciążenia indukcyjne.

Kombinat Mikroelektronik oferuje już elementy półprzewodnikowe i monolityczne układy scalone w specjalnych, miniaturowych obudowach do montażu powierzchniowego. Do nowości należy tu 11 typów cyfrowych układów scalonych CMOS serii V4000, 6 typów tranzystorów m.cz., 3 typy dwubramkowych tranzystorów MOS.

Wymieniono tylko część nowości, a było ich znacznie więcej. Trudno się temu dziwić, jeżeli weźmie się pod uwagę, że na program produkcyjny Kombinatu Mikroelektronik składa się ok. 1400 podstawowych typów podzespołów półprzewodnikowych i można jeszcze dodać, że produkcja elementów dyskretnych wzrasta o 37%, a układów scalonych o 57% w porównaniu z ubiegłym rokiem!

W tym roku bardzo interesujące eksponaty przedstawił VEB Kombinat Nachrichtenelektronik produkujący urządzenia telekomunikacyjne w szerokim znaczeniu tego słowa. Jednym z nich był dalekopis F2000 wyposażony w monitor ekranowy oraz stację dysków (fot. 4). Nie jest to już zwykły dalekopis ale sterowane za pomocą mikroprocesora urządzenie łączące funkcje dalekopisu i edytora tekstu. Mikroprocesorowe sterowanie umożliwiło nie tylko daleko idącą automatyzację obsługi urządzenia ale także uczyniło je bardzo wszechstronnym. Wchodzące w skład zestawu urządzenie do edycji tekstów TE2000 współpracuje ze stacją dysków 5 1/4". Edytor tekstu można wykorzystywać niezależnie albo łącznie z dalekopisem. Dalekopis drukuje małe i wielkie litery, ponadto może być wykorzystywany jako drukarka komputerowa. Naturalnie nadawanie i odbiór mogą się odbywać całkowicie automatycznie. W zautomatyzowanych fabrykach i oddziałach produkcyjnych o małej liczbie pracowników powstaje problem wizualnej kontroli pracy urządzeń oraz systemów transportowych. Pomocny w rozwiązywaniu tego problemu jest system zdalnej obserwacji, w skład którego może wchodzić do 96 kamer telewizyjnych i tyle samo monitorów ekranowych. I w tym urządzeniu jego obsługę i funkcjonowanie wspomaga mikroprocesor.

Kamery telewizyjne mogą być nastawiane z centralnego stanowiska. Montaż nie jest skomplikowany, ponieważ stanowiska obserwacyjne łączą z centralą linie dwuprzewodowe albo współosiowe. Obsługa i serwis są ułatwione dzięki łączności telefonicznej między stanowiskami obserwacyjnymi i centralą.

Łączność na falach krótkich jest nadal często wykorzystywana, a komputery mogą ją wydatnie usprawniać, uwalniając jednocześnie operatora od wykonywania monotonnych rutynowych czynności związanych z nawiązywaniem i prowadzeniem łączności. Wspomagany komputerowo system radiokomunikacyjny CINRAS (ang. Computer Integrated Radio System) (fot. 5) był również prezentowany przez Kombinat Nachrichtenelektronik. Program komputerowy automatycznie realizuje procedurę nawiązywania i prowadzenia łączności z drugą stacją radiokomunikacyjną. W tym celu zostają sprawdzone przeznaczone do łączności kanały i komputer wybiera najkorzystniejszą dla łączności częstotliwość. W przypadku zaistnienia zakłóceń lub pogorszenia się warunków propagacji fal radiowych o częstotliwości, na której jest prowadzona łączność, komputer samoczynnie przełącza nadajnik i odbiornik na inny kanał zapewniając lepsze warunki łączności.

System komputerowy nie tylko automatyzuje nawiązywanie i prowadzenie łączności ale również może samoczynnie nadawać i odbierać informacje, rejestrować je w pamięci, segregować itp.

W skład urządzenia CINRAS wchodzą: jednostka sterująca KCP 1710, komputer sterujący KCP1711, komputer osobisty PC1715W, monitor, stacja dysków i drukarka, krótkofalowy zestaw nadawczy KSS1300 o mocy 1 kW, odbiornik komunikacyjny EKD500.

Kombinat VEB Rundfunk und Fernsehen, główny producent sprzętu radiowo-telewizyjnego, najwięcej nowości prezentuje szczególnie na jesiennych targach ale i wiosną na stoiskach znalazły się nowe wyroby. Znana wytwórnia VEB Stern Radio Berlin zastępuje dotychczas produkowane stereofoniczne radiomagnetofony serii SKR700 nową rodziną SKR1000 (zdjęcia na okładce). W tych nowych radiomagnetofonach zastosowano technologię montażu powierzchniowego, co producentowi przynosi korzyści dzięki zwiększeniu stopnia automatyzacji produkcji i zmniejszeniu zużycia materiałów. Korzyści ma również nabywca, ponieważ zarówno automatyzacja produkcji jak i technologia montażu powierzchniowego wyraźnie polepszają niezawodność sprzętu. Odczepiane

głośniki zwiększają walory użytkowe tych radiomagnetofonów.
Model SKR1000 wyróżnia się dwudrożnymi zestawami głośnikowymi. Modele SKR1000 i SKR1100 mają pięciopunktowe equalizery. Dane techniczne dla wszystkich odmian: zakresy fal UKF i średnie, mechanizm magnetofonowy „Soft touch", funkcja autostop. Pasmo częstotliwości magnetofonu (taśma żelazowa) 63 Hz ÷ 12,5 kHz. Moc wyjściowa 2 × 6 W (muzyczna).Główny producent sieciowych odbiorników radiowych VEB Stern Radio Sonneberg uzupełnia swój program produkcyjny sieciowym radiomagnetofonem stereofonicznym SC2000 (fot. 6), który zalicza się do średniej klasy. Odbiornik jest dwuzakresowy: fale średnie i UKF. Na zakresie UKF można zaprogramować 7 stacji. Regulacje: głośności, zrównoważenia kanałów, tonów niskich i wysokich oraz strojenie na obydwu zakresach — elektroniczne. Wskaźniki natężenia sygnału oraz dostrojenia są wyposażone w LED. Dekoder stereofoniczny PLL.
Magnetofon ma automatyczną regulację poziomu zapisu. Wśród jego dodatkowych funkcji można wymienić: auto-stop, przewijanie z podsłuchem, przeszukiwanie taśmy z zatrzymywaniem w miejscach przerw między nagraniami. Można używać taśm żelazowych i chromowych. Pasmo przenoszonych częstotliwości wzmacniacza m.cz. 30 Hz ÷ 30 kHz, magnetofonu z taśmą chromową 63 Hz ÷ 12,5 kHz. Moc wyjściowa 2 × 10 W (sinus).
Odbiornik sterofoniczny A535 z zakładów VEB Elektrotechnik Eisenach jest podstawowym modelem nowej rodziny odbiorników samochodowych. Zastosowano w nim nowe rozwiązania techniczne: dekoder informacji drogowej dla kierowców i układ automatycznego tłumienia zakłóceń. Skala odbiornika jest złożona z LED. Przełączanie odbioru ze stereofonicznego na monofoniczny następuje samoczynnie w przypadku zmniejszenia się natężenia sygnału odbieranej stacji.
Odbiornik ma trzy zakresy fal: średnie, krótkie 49 m i ultrakrótkie. Strojenie na wszystkich zakresach elektroniczne za pomocą diod pojemnościowych. Moc wyjściowa 2 × 5 W.

Janusz Justat

Fotografie do artykułu są zamieszczone na I i III str. okładki
Żarty rysunkowe pochodzą z biuletynu „Leipziger Messe Information". (*Red.*)

40 lat Wydawnictw Naukowo-Technicznych

Oficynę powołano do życia w 1949 r. pod nazwą Państwowe Wydawnictwa Techniczne, a od 1961 r. nosi nazwę Wydawnictwa Naukowo-Techniczne (WNT). Zaopatruje rynek czytelniczy w literaturę naukowo-techniczną z dziedzin: matematyka, fizyka, chemia, elektronika, informatyka, mechanika, przemysł lekki i spożywczy. Zróżnicowana jest, oprócz treści, forma publikacji WNT. Są to monografie naukowe, książki inżynierskie, zawodowe, poradniki, słowniki i leksykony naukowo-techniczne, encyklopedie, podręczniki akademickie i książki pomocnicze dla studentów, książki popularnonaukowe oraz politechnizacyjne dla młodzieży i dorosłych. Niektóre książki są grupowane w serie wydawnicze o jednolitej szacie graficznej i jednakowej formie edytorskiej. Książki z jednej serii mają wspólny element graficzny (m.in. na okładkach) dla odróżnienia ich od innych publikacji. Z dziedzin najbardziej interesujących Czytelników „Re", czyli elektroniki i informatyki, są to obecnie serie:

eit

■ Podręczniki akademickie dla kierunków: elektronika, informatyka, telekomunikacja.

uje

■ Książki pomocnicze poświęcone współczesnym zagadnieniom specjalistycznym, związanym z analizą, projektowaniem, budową oraz zastosowaniem układów i systemów elektronicznych.

PORADNIK WARSZTATOWY

■ W serii są opisywane zasady pracy, budowa, zasady eksploatacji oraz metody wykrywania i usuwania uszkodzeń w poszczególnych rodzajach sprzętu powszechnego użytku.

■ Bibilioteka Inżynierii Oprogramowania. Książki tej serii zawierają wiedzę o językach i systemach programowania.

WNT Mikrokomputery

■ Seria przeznaczona dla szerokiego kręgu Czytelników o dużej rozpiętości przygotowania: od niespecjalistów „wchodzących" w dziedzinę systemów mikroprocesorowych.

PPP

■ Podręczna Pamięć Programisty. Są w niej opisywane poszczególne produkty programowania, tj. systemy operacyjne, systemy baz danych, edytorów tekstów, arkuszy elektronicznych, a także języków oprogramowania.

Z dziedziny elektroniki i informatyki są wydawane w WNT również cykle książkowe:

.... w pytaniach i odpowiedziach

W przystępny sposób, w formie pytań i odpowiedzi, są omawiane ważne zagadnienia związane z dziedziną elektroniki bądź informatyki.

Przewodnik po ....

Jest to alfabetyczny zbiór podstawowych informacji z danej dziedziny przedstawiający aktualny stan wiedzy. Zawiera on czterojęzyczne słowniki terminów obowiązujących w danej dziedzinie.

Przedstawiony krótki przegląd nie obejmuje wszystkich tytułów z dziedziny elektroniki i informatyki, wydawanych przez WNT, powstają bowiem również tytuły oddzielne (nie wchodzące w skład serii czy cyklu), prezentujące najciekawsze opracowania krajowe bądź zagraniczne (przekłady).

Aby ułatwić Czytelnikom zakup książek, w WNT powstał Klub Książki Technicznej, pod którego adresem można kierować zamówienia na wybrane pozycje z oferty wydawniczej WNT.

A oto adres:

Klub Książki Technicznej
Wydawnictw Naukowo-Technicznych
Dział Upowszechniania i Sprzedaży
ul. Mazowiecka 2/4, 00-048 Warszawa
Tel. 26-72-71 w. 296

K.P.

OGŁOSZENIA

Naprawimy, kupimy uszkodzone wraki: woltomierze cyfrowe, mulitmetry Elpo, Merątronik typ V524, V527, V529, V640. Serwis Multimetrów — tel. 47-22-57, 46-36-29 Warszawa. EO/426/89

Skup i sprzedaż oraz pośrednictwo sprzedaży w zakresie części elektronicznych i sprzętu mikrokomputerowego. Przyjmę oferty sprzedaży oraz zamówienia od jednostek gospodarki uspołecznionej oraz osób prywatnych na części elektroniczne (mikrokomputerowe i inne). Lesław Buras, ul. Wyczółkowskiego 17, 51-639 Wrocław. EO/434/89

Wykonujemy obwody drukowane metodą fotochemiczną. Wyłącznie duże serie. ZSE „KASEL", ul. Słupska 61, Gdańsk. EO/435/89

OTV radzieckie Junost, Elektronika, Silesis, stacjonarne: naprawa, kineskopy, PAL, wejścia monitorowe. „TINTER-SERWIS", ul. Rutkowskiego 10/12, Warszawa, tel. 27-47-72. EO/445/89

Uniwersalne obudowy do urządzeń elektronicznych, zestawów mini wieża, duża wieża, wieża typu rack 19 cali, kasety do urządzeń cyfrowych, mikrokomputerów wykonuje na zamówienie: Zakład Elektroniczny, ul. Dzierżona 32, Gliwice tel. 32-27-59. Informacje wysyłamy po otrzymaniu koperty z adresem zwrotnym + + znaczek za 60 zł. EO/989/88

Profesjonalne AUTOMATY PERKUSYJNE oraz synchronizatory MIDI oferuje firma APS. Nowy adres: ul. Powroźnicza 16, 04-466 Warszawa. EO/272/89

Sprzedaż wysyłkowa podzespołów elektronicznych, szeroki asortyment. Również większe zamówienia od rzemieślników, przedsiębiorstw, rachunki. Informacje — koperta zwrotna. Dariusz Jamka, ul. Tuwima 30, 12-100 Szczytno. EO/475/89

Spółka z o.o. Kupno-sprzedaż podzespołów elektronicznych. Również pośrednictwo. Przyjmiemy do sprzedaży zmontowane urządzenia itp. Dariusz Jamka, ul. Tuwima 30, 12-100 Szczytno EO/505/89

Kontrahent handlowy większości zachodnich producentów elektroniki, firma „KLAR" sp. z o.o., posiadająca stałego przedstawiciela na Zachodzie oferuje do sprzedaży detalicznej i hurtowej półprzewodniki (ok. 20.000 poz.), części zamiennych do magnetowidów, kamer, TVC, sprzętu komputerowego, HiFi, schematy i instrukcje serwisowe do w/w sprzętu oraz materiały i narzędzia dla serwisu elektronicznego. Prowadzimy sprzedaż wysyłkową i na miejscu. Zadzwoń, napisz, odwiedź nas. 74-320 Barlinek, ul. Staromiejska 1, tel. 62-696, 66-400 Gorzów Wlkp., ul. Śląska 37/4. tel. 22-638. EO/522/89

KRÓTKOFALOWCY! Zakład Elektroniczny, 65-562 Zielona Góra, ul. Sucharskiego 17, poleca nowczesne transceivery: HA80 — wszystkie pasma KF, CW/SSB, 0,2 μV, SW; OL85 — dwupasmowy UKF, 2m/70 cm, CW/SSB/FM, 0,2 μV, 1 W. Oba transceivery zawierają bogate wyposażenie wewnętrzne, łącznie z cyforwym syntezerem częstotliwości z krokiem 100 Hz i cyfrową skalą. Dzięki zwiększonej produkcji realizujemy każde zamówienie. EO/543/89



Naprawy głowic zintegrowanych. Dekodery PAL-SECAM OTVC Jowisz, Helios. Zakład Elektroniczny, ul. Cieszyńska 6, Warszawa-Mokotów, tel. 47-18-87. EO/545/89

UWAGA! UWAGA! UWAGA! Firma „Elektron" kupi każdą ilość złącz elektronicznych. Najlepiej płacimy za LDB-2 Elwro, LDB-1 Polon, Socapex oraz krawędziowe złącza angielskie i francuskie. Może być demontaż. Sprawdź w nieużytecznych urządzeniach (maszyny liczące) — zrobisz dobry interes. Adres: Toruń 17, skr. 145. EO/549/89

Wykonuję obwody drukowane powyżej 50 szt. jednostronne, dwustronne. Cynowanie, opis, wiercenie. Ponadto oferuję: Laminat jednostronny i dwustronny na podłożu szklano-epoksydowym lub papierowo-fenolowym w różnych formatach. Informacje po dołączeniu koperty zwrotnej. Zakład Elektroniki Przemysłowej inż. Krzysztof Wawrynek, 49-300 Brzeg, skr. 187, tel. 38-13 po 18^{00}. EO/550/89

Sklep wysyłkowy oferuje duży asortyment zachodnich układów scalonych i półprzewodników do TV, teletextu, układy CMOS, LS, układy procesowe, pamięci, złącza i inne. Oferty wysyła „SEMICS" ul. Lutyków 9, 70-876 Szczecin. Rachunki dla instytucji. EO/551/89

ZABAWKI ELEKTRONICZNE w postaci zestawów do samodzielnego montażu (płytka + części + instrukcja). Zdalne sterowanie modeli, proste gry elektroniczne, miniodbiorniki radiowe zestawy projektowe itp. Sprzedaż wysyłkowa. Katalog po otrzymaniu zaadresowanej koperty z naklejonym znaczkiem + 1 znaczek za 20 zł. Zbigniew Sztandera, skr. poczt. 501, 35-328 Rzeszów. EO/552/89

Telewizyjne Głowice Zintegrowane naprawiam. Gwarancja 24 m-ce. (można przesłać pocztą). Eugeniusz Pawlicki 56-209 Jemielno-Psary 34. EO/573/89

Przedsiębiorstwo PROMETAL oferuje dostawę za waluty wymienialne oraz złotówki urządzeń nadawczo-odbiorczych KF i UKF firm: KENWOOD ICOM YESEU. Ceny walutowe w.g. aktualnych katalogów. Oferujemy też dostawę urządzeń CB RADIO przewoźnych i bazowych z antenami. Termin dostawy 20 dni od wpłaty należności. Nasz adres: ul. Zagmunta Starego 17, 44-100 Gliwice, tel. 31-63-11 — 31-18-61 wew. 300, telex. 036173 DATAS. EO/819/89

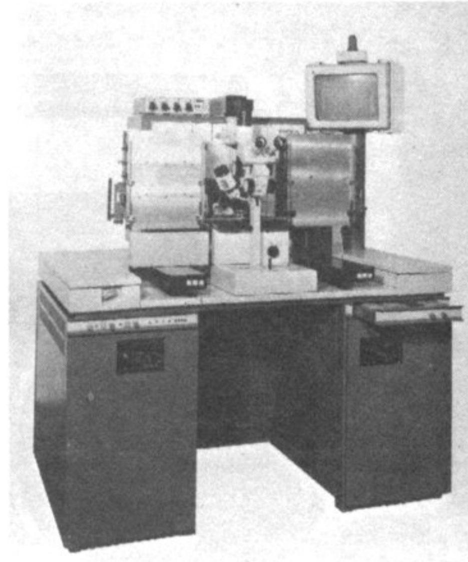
Klawiatury z kontakturą zwierną do instrumentów muzycznych oferuje z powodzeniem od 1982 r. Zakład Elektronicznych Instrumentów Muzycznych, Czesław Putyra, ul. Wadowicka 13/29. (Osiedle Beskidzkie) 43-300 Bielsko-Biała. Informacja listowna — dołączyć zaadresowaną kopertę + znaczki 50 zł. EO/822/89

Sprzedam elementy elektroniczne, Turowski, Kromarki, 11-222 Bezledy. EO/826/89

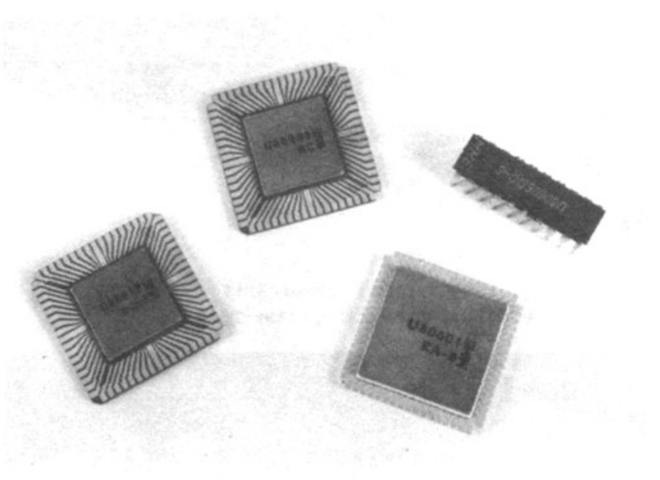
Sprzedam komputer „TEXAS INSTRUMENTS" 99/4A z MAGNETOFONEM. System NTSC. Krzysztof Blacharski, 80-141 Gdańsk, ul. Kartuska 51/8. EO/879/89



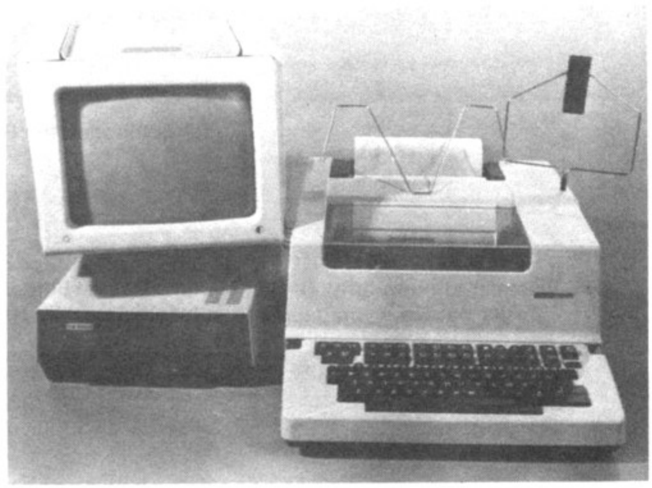
Fot. 1. Zakłady Zeissa po raz pierwszy zaprezentowały pamięć półprzewodnikową o pojemności 1 Mb



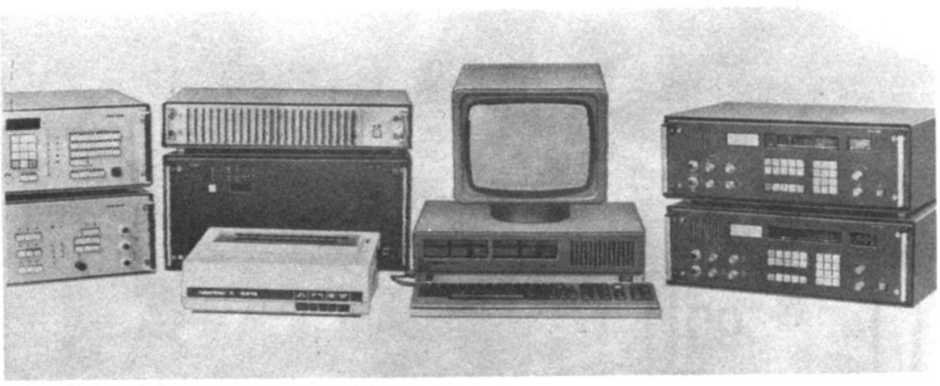
Fot. 2. Urządzenie do montażu układów scalonych



Fot. 3. Zestaw układów scalonych systemu mikroprocesorowego U80600



Fot. 4. Dalekopis z edytorem tekstu



Fot. 5. Zestaw radiokomunikacyjny instalacji przemysłowej wspomagany komputerowo



Fot. 6. Stereofoniczny radiomagnetofon SC2000



Radiomagnetofon RMS 475 produkcji ZRK

Nowa taśma chromowa firmy BASF ,,Maxima Design Edition'' o najwyższej jakości zapisu i odtwarzania jest przeznaczona dla bardzo wymagającego miłośnika muzyki. Należy też oczywiście do najwyższej klasy cenowej...

